



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TRABAJO FINAL DE GRADO

TÍTULO DEL TFG: Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits

TITULACIÓN: Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

AUTOR: Jefferson Ortiz Rodríguez

DIRECTOR: Ignacio Llamas-Garro

FECHA: 25/05/2016

Título: Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits

Autor: Jefferson Ortiz Rodríguez

Director: Ignacio Llamas-Garro

Fecha: 25/05/2016

Resumen

Este trabajo expone el concepto y diseño de un discriminador de microondas reconfigurable de 2 puertos, componente principal de un sistema de medición de frecuencia reconfigurable de 2 bits.

El medidor de frecuencia reconfigurable permite la identificación de cualquier señal desconocida en el intervalo de frecuencia de 30 a 40 GHz. El discriminador de microondas es el componente que realiza esta función dentro del receptor.

Este receptor es implementado a partir de la combinación de la tecnología uniplanar y los sistemas microelectromecánicos de radio frecuencia (RF-MEMS).

El discriminador de microondas está formado por un desfasador MEMS de 180° , un divisor de potencia que también actúa como un combinador, una transición *cpw-slotline* y una línea de referencia de longitud $\lambda/2$; todos estos componentes están integrados en un sustrato de cuarzo.

El desfasador de 180° está implementado con tecnología MEMS, la cual proporcionará la reconfigurabilidad y permitirá obtener un cambio de fase de 180° . Este diseño es desarrollado mediante el uso de una línea de transmisión *slotline* o línea ranurada. Este desfasador es el componente principal del discriminador de microondas.

El divisor de potencia está realizado con líneas de transmisión coplanar (CPW) y se utiliza un divisor tipo Wilkinson de dos etapas de derivación. La función del divisor es distribuir la potencia que recibe el discriminador por su puerto de entrada de forma equitativa entre sus puertos de salida, en los cuales estará conectado el desfasador y la línea de referencia.

Por último, la transición *cpw-slotline* es necesaria para conectar el desfasador con el divisor de potencia, debido a que ambos componentes están diseñados con diferentes líneas de transmisión.

Implementar estas tecnologías para el desarrollo de este dispositivo, permite dotar al circuito de un tamaño compacto y reducido, consumir menos energía y facilitar su fabricación.

Title: Components of a 2-Bit Reconfigurable Microwave Discriminator

Author: Jefferson Ortiz Rodríguez

Director: Ignacio Llamas-Garro

Date: 25/05/2016

Overview

This project presents the concept and design of a 2-port reconfigurable microwave discriminator, main component of a 2-bit reconfigurable frequency measurement system.

The reconfigurable frequency measurement system allows identification of any unknown signal in the frequency range from 30 to 40 GHz. The microwave discriminator is the component that performs the frequency identification function within the receiver.

This receiver is implemented from the combination of uniplanar technology and radio frequency microelectromechanical systems (RF-MEMS).

The microwave discriminator is formed by a MEMS 180° phase shifter, a power divider which also acts as a power combiner, a cpw-slotline transition and a reference line; all these components are integrated on a quartz substrate.

The 180° phase shifter is implemented with MEMS technology, which will provide reconfigurability and allow to obtain a 180 degrees phase shift. This design is developed by using a slotline transmission line. This phase shifter is the main component of a microwave discriminator.

The power divider is made with coplanar transmission lines (CPW) and it uses a two stage Wilkinson power divider. The divisor function it's to distribute equally between the output ports, the power that the discriminator receives through its input port. The output ports are connected with the phase shifter and the reference line.

Finally, the CPW-slotline transition is necessary to connect the phase shifter with the power divider, because both components are designed with different transmission lines.

The technologies used during the development of this device allow the circuit to be more compact and smaller, to consume less power and to be easier to manufacture compared to bulky instantaneous frequency measurement techniques.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	6
1.1. Objetivo	6
1.2. Objetivos del proyecto	9
1.3. La tecnología RF-MEMS.....	10
1.4. Organización de este proyecto	11
1.5. Bibliografía	12
CAPÍTULO 2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	13
2.1. Tecnología Uniplanar	13
2.2. Slotline.....	14
2.3. Línea coplanar (CPW)	15
2.3.1. Modo coplanar par.....	16
2.3.2. Modo coplanar impar	16
2.4. Bibliografía	18
CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL DESFASADOR MEMS DE 180°	19
3.1. Diseño del Desfasador de 180°	19
3.1.1. Características físicas	21
3.1.2. Resultados del Desfasador	24
3.1.3. Pérdida de Reflexión y Transmisión del Desfasador	25
3.2. Tecnología para hacer el desfasador	26
3.3. Bibliografía	27
CAPÍTULO 4. DIVISOR/COMBINADOR DE POTENCIA.....	28
4.1. Introducción	28
4.2. Diseño del Divisor de Potencia	29
4.2.1. Pérdida por Retorno del Divisor	31
4.2.2. Pérdidas por Transmisión.....	31
4.2.3. Pérdidas de Aislamiento entre los Puertos 2 y 3.....	32
4.2.4. Análisis de los puentes de conexión (<i>airbridge</i>).....	32
4.3. Bibliografía	34

CAPÍTULO 5. TRANSICIÓN CPW-SLOTLINE.....	35
5.1. Introducción	35
5.2. Diseño Transición CPW-slotline	36
5.2.1. Pérdida por Retorno	37
5.2.2. Pérdida por Transmisión	38
5.3. Bibliografía	39
 CAPÍTULO 6. CONCLUSIÓN Y TRABAJO A FUTURO	 40
6.1. Conclusión	40
6.2. Trabajo a futuro	41

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1. Objetivo

Este trabajo final de grado plantea la combinación y utilización de la tecnología uniplanar junto con la reconfigurabilidad que aportan los sistemas microelectromecánicos de radio frecuencia (RF-MEMS), para el diseño de un discriminador de microondas reconfigurable de 2 puertos, el componente primordial en un sistema de medición de frecuencia reconfigurable de 2 bits (RFM).

Un sistema de medición de frecuencia reconfigurable está formado por un amplificador limitador, el discriminador de microondas reconfigurable, un detector, un amplificador y un convertidor analógico/digital, tal como muestra la **Fig. 1.1**.

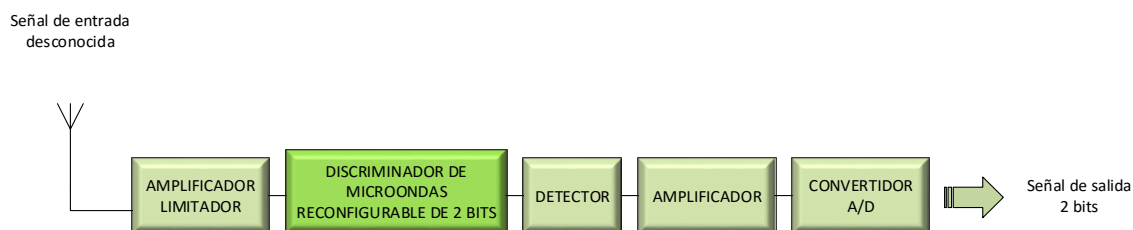


Fig. 1.1 Sistema de medición de frecuencia reconfigurable de 2 bits.

Los sistemas convencionales como los que se describen en [1,2], proponen la construcción de este receptor utilizando un número elevado de componentes electrónicos para generar los bits de identificación, sin embargo, la finalidad que busca este proyecto es disminuir la cantidad de estos componentes electrónicos, consiguiendo dotar al circuito de un tamaño reducido, tener un consumo más eficiente de energía y proporcionar facilidad para su fabricación.

El papel que desempeña cada componente de un sistema medidor de frecuencia, se describe a continuación.

El amplificador limitador se ocupa de reducir la sensibilidad de entrada al discriminador, evitando variaciones abruptas en los niveles de señal, mejorando con ello la precisión en la detección de la señal, adicionalmente reduce el efecto de tonos de entrada simultáneos debido al efecto de supresión de señal.

El discriminador de microondas reconfigurable (DMR) es el componente encargado de realizar la identificación de una señal desconocida. Para conseguir este objetivo, se determina la frecuencia, la amplitud, ancho de pulso, tiempo de llegada (tiempo que tarda en llegar una señal de radio desde un transmisor a un receptor), ángulo de llegada (sirve para determinar la

dirección de propagación de una onda incidente en una antena), modulación y frecuencia de intrapulso de la señal. A partir de todos estos parámetros se genera una secuencia de bits de identificación. La banda de operación se encuentra en el intervalo de frecuencia de 30 a 40 GHz, correspondiente a la banda Ka. En este rango de frecuencia, se ha desarrollado exponencialmente en los últimos años, un gran número de servicios y aplicaciones de telecomunicación destinadas a proporcionar comunicaciones inalámbricas, comunicaciones vía satélite, radares, etc. Por lo tanto una aplicación de este dispositivo se encuentra en detectar las bandas disponibles o en uso del espectro electromagnético para realizar dichas comunicaciones.

El detector sirve para realizar una auto-correlación de la señal de entrada debido a su característica de no linealidad.

El amplificador es el responsable de acondicionar la señal de salida del detector, a los niveles necesarios para su procesamiento digital en el siguiente componente.

Por último, el convertidor analógico/digital se encarga de digitalizar la señal analógica resultante del proceso de detección de frecuencia de la señal recibida. En esta etapa se obtiene una palabra digital de identificación de frecuencia.

El discriminador de microondas reconfigurable está formado por los siguientes componentes: un desfasador MEMS de 180° , un divisor de potencia que actúa también como un combinador de potencia, una transición CPW-slotline, una línea de referencia de longitud $\lambda/2$ y un sistema de conmutación. En la **Fig. 1.2** se muestra un diagrama de bloques de los componentes que forman el discriminador de microondas realizado.

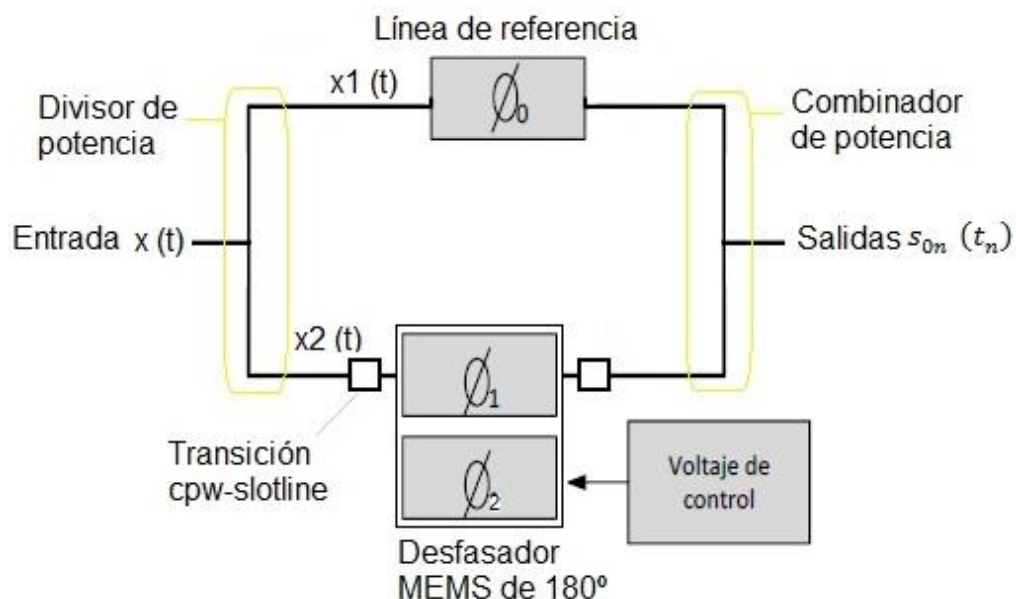


Fig. 1.2 Diagrama de bloques de los componentes que forman un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 bits.

El discriminador funciona de la siguiente forma, se considera la siguiente señal sinusoidal de entrada:

$$x(t) = \text{sen}(wt) \quad (1.1)$$

Esta señal al pasar a través del divisor, es dividida en dos señales iguales, como se muestra a continuación:

$$x_1(t) = \frac{\text{sen}(wt)}{2} \quad (1.2)$$

$$x_2(t) = \frac{\text{sen}(wt)}{2} \quad (1.3)$$

Estas dos señales pasarán por la línea de referencia, de retardo τ_0 y por el desfasador MEMS de 180° de retardos τ_1 y τ_2 . El discriminador cuenta con un sistema de conmutación para seleccionar los dos estados de operación del desfasador MEMS de 180° en periodos determinados, es decir, en el instante de tiempo t_1 se selecciona el retardo τ_1 correspondiente a un estado del desfasador, que en combinación con la línea de referencia τ_0 , da como resultado la señal $S_{01}(t_1)$.

$$s_{01}(t_1) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(\tau_0 - \tau_1)}{2}\right) \cos\left(\frac{w(\tau_1 - \tau_0)}{2}\right) \quad (1.4)$$

En el instante t_2 , se selecciona el otro estado del desfasador con retardo τ_2 y la línea de referencia τ_0 para obtener la señal $S_{02}(t_2)$.

$$s_{02}(t_2) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(\tau_0 - \tau_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{w(\tau_2 - \tau_0)}{2}\right) \quad (1.5)$$

Por lo tanto, el número de líneas de retardo del discriminador determina el número de bits de identificación del sistema de medición de frecuencia.

La señal S_{01} proporciona el bit 1 utilizado para identificación, mientras que la señal S_{02} determina el bit 2 de identificación.

Después de pasar por la etapa de detección y conversión, es cuando se obtiene una palabra digital compuesta por los 2 bits usados para la identificación de frecuencia. El receptor estudiado en [1], muestra cómo se forman estas palabras digitales.

1.2. Objetivos del proyecto

La finalidad de este proyecto es el diseño de un discriminador de microondas reconfigurable, un componente fundamental en un sistema de medición de frecuencia reconfigurable (RFM). Este dispositivo ya ha sido estudiado en [1], donde se comenta la realización del RFM usando diodos PIN y otros componentes integrados en un sustrato dieléctrico con la utilización de líneas de transmisión tipo *microstrip*. El diseño expuesto en este proyecto también es una alternativa para el desarrollo de un receptor medidor de frecuencia instantánea (IFM). El receptor IFM estudiado en [2], presenta la integración de un filtro de banda eliminada multibanda y un divisor de potencia en el mismo sustrato dieléctrico. La realización de ambos componentes, se hizo también mediante el uso de la tecnología *microstrip*.

El discriminador de microondas está formado por un desfasador MEMS de 180° formado por una línea ranurada, un divisor de potencia hecho mediante una línea coplanar, una transición CPW-*slotline* y una línea de referencia de longitud $\lambda/2$; todos estos componentes están integrados en un sustrato de cuarzo. Por consiguiente, uno de los primeros objetivos, es estudiar los tipos de líneas de transmisión uniplanares que forman los componentes del circuito. Esta tecnología se basa en el uso de la línea ranurada o *slotline* y la línea coplanar (CPW), como líneas de transmisión para la propagación de señales.

El segundo objetivo es el modelado circuital de cada componente, para ello se usará el software *Advanced Design System (ADS)* y mediante la herramienta de simulación *EM Momentum* se extraen los parámetros característicos asociados a estas líneas de transmisión. En primer lugar, se simula el circuito desfasador utilizando una línea de transmisión tipo *slotline*, buscando obtener un desfase de 180° y unas pérdidas en transmisión y reflexión adecuadas en la banda de funcionamiento. Después, se simula el divisor de potencia hecho con línea CPW y se busca bajas pérdidas por reflexión, transmisión y un alto aislamiento en todos sus puertos. Por último, se simula la transición CPW-*slotline* con el objetivo de conectar con las mínimas pérdidas posibles, el divisor de potencia (CPW) con el desfasador (*slotline*).

Por último, para llevar a cabo el desfasador de 180° es necesario conocer el funcionamiento de la tecnología RF-MEMS para proporcionar la reconfigurabilidad que requiere el circuito. Esta característica del diseño se realizará mediante el uso de un conmutador MEMS capacitivo.

Cabe destacar que la aplicación de este dispositivo es la identificación de cualquier señal desconocida en la banda de operación del diseño sin la necesidad de una exploración o barrido en frecuencia.

1.3. La tecnología RF-MEMS

En la actualidad, la necesidad por estar conectados al internet en todo momento, ha generado un avance exponencial en los sistemas de telecomunicaciones en particular con aplicaciones inalámbricas [3]. En consecuencia, ha provocado el desarrollo de la tecnología de dispositivos muy pequeños también conocida como sistemas microelectromecánicos (MEMS). Esta tecnología se caracteriza por reunir tanto dispositivos mecánicos como electrónicos en un microchip para producir un rendimiento superior en aplicaciones de alta frecuencia [4].

Debido a la alta demanda de usuarios en los sistemas de alta frecuencia, es necesario que las aplicaciones tengan un tamaño reducido, bajo coste y un uso eficiente de la energía. Además, una de las mayores prestaciones que se busca es la reconfigurabilidad ya sea por las necesidades de operación multibanda y/o los diferentes estándares que ofrece el mercado.

Como se comenta en [1], la reconfigurabilidad del RFM en ese estudio se realiza mediante el uso de diodos PIN, sin embargo, la implementación de la tecnología MEMS para el desarrollo del discriminador, aporta la oportunidad de integrar componentes en un microchip fabricado sobre un sustrato dieléctrico de bajas pérdidas como es el caso del cuarzo. De esta manera se logran bajas pérdidas de inserción, mayor aislamiento, mayor linealidad y bajo consumo de potencia en comparación con el uso de diodos PIN.

Los conmutadores MEMS son dispositivos que utilizan un movimiento mecánico para cambiar de estado. Este movimiento mecánico puede ser obtenido por varios modos de actuación entre los que destacan el electroestático, electrotérmico y el magnético. El modo de actuación electroestático es el más utilizado y es el que servirá para dotar de movimiento al RFM. En este diseño se empleará conmutadores MEMS de tipo capacitivo, el cual se compone de una placa suspendida de silicio, sobre un metal cubierto por una capa de aislante de nitruro de silicio y que es accionada electrostáticamente mediante el uso de una tensión de corriente continua aplicada a un par de electrodos como se detalla en [5].

Para la producción del circuito utilizando tecnología MEMS, se conocen dos métodos de fabricación, el micromecanizado volumétrico y el micromecanizado de superficie. Estas técnicas nos permiten realizar el espacio de aire entre el conductor central y la placa suspendida. En este trabajo, se empleará el micromecanizado volumétrico. Más detalles sobre el proceso de fabricación se encuentran en [6].

1.4. Organización de este proyecto

Esta memoria se organiza en 6 capítulos, a continuación se hace una breve descripción de cada uno.

El primer capítulo está dedicado a introducir y mostrar el contexto de este trabajo final de carrera. Para ello, se detalla la tecnología MEMS a utilizar y se expone la tecnología uniplanar utilizada para la realización del circuito. En este capítulo se definen los objetivos de este proyecto.

En el segundo capítulo se realiza un estudio de las líneas de transmisión uniplanares, *slotline* y CPW. Se definen los parámetros característicos de estas líneas y se explica el modo par e impar de la línea CPW y el modo *slotline*.

El tercer capítulo detalla la tecnología para realizar un desfasador MEMS de 180° y su diseño utilizando la herramienta de simulación *EM Momentum* del software ADS. El diseño utiliza un bloque de silicio que se mueve en dirección vertical sobre una línea *slotline* en espiral, lo que permite cambiar la fase de la señal de RF. El diseño opera en el intervalo de frecuencia de 30 a 40 GHz, que corresponde a la banda Ka.

El cuarto capítulo expone el divisor de potencia, el siguiente componente que constituye el discriminador de microondas reconfigurable (DMR). Para su implementación se usó la herramienta de simulación *EM Momentum* y se corroboran los resultados con el software HFSS. El divisor de potencia se realiza con líneas de transmisión coplanares y se trata de un divisor Wilkinson de dos etapas.

El último componente que forma el DMR, es una transición CPW-*slotline*, este componente se presenta en el quinto capítulo. Esta transición se hace imprescindible para conectar el desfasador con el divisor de potencia, debido a que ambos componentes están diseñados con diferentes líneas de transmisión. Por lo tanto, la transición permite adaptar la impedancia de los puertos que conectan ambos componentes.

Finalmente, en el sexto capítulo se presentan las conclusiones generales de este proyecto y el trabajo a desarrollar en un futuro, para el diseño e implementación del Medidor de Frecuencia Reconfigurable.

1.5. Bibliografía

- [1] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I. y Melo, M. T., "2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device", *IEEE Microwave and Wireless Components Letter*, Vol. 24, No. 8, pp. 569-571, Aug. 2014.
- [2] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I., Melo, M. T y Oliveira, E. M. F., "Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters", *Asia Pacific Microwave Conference*, APMC, Sendai, Japan, 4-7 November 2014.
- [3] Aróztegui, W. J., Osio, J. R., Rapallini, J. A., Ocampo, J. M., Quijano, A., "RF-MEMS: conceptos, evolución y mercado", *Centro de Técnicas Analógico Digitales*, CETAD, Universidad Nacional de la Plata, Argentina, 2011.
- [4] Aakriti Barat, "RF-MEMS and Its Applications in Wireless Networks", *International Journal of Advancements in Research and Technology*, Vol. 2, Issue 8, August 2013.
- [5] Llamas-Garro, I., Brito-Brito, Z., Pradell, L., Giacomozzi, F., y Colpo, S., "Discretely tuned RF-MEMS bandstop filter with wide tuning range and uniform high rejection", *Electronics Letters*, Vol. 48, No. 17, August 2012.
- [6] Yongsung Kim, Llamas-Garro, I., Chang-Wook Baek, Jong-Man Kim y Yong-Kweon Kim, "New release technique of a thick sacrificial layer and residue effects on novel half-coaxial transmission line filters", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, April 2009.

CAPÍTULO 2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

2.1. Tecnología Uniplanar

Actualmente, la tecnología planar es fundamental en el desarrollo de circuitos integrados de microondas para sistemas de comunicación en las bandas de microondas y milimétricas. El ejemplo principal de esta tecnología se encuentra en la línea de transmisión *microstrip* [1] (ver **Fig. 2.1 (a)**).

La implementación de la línea *microstrip*, pasa por realizar agujeros en el sustrato, lo que se conoce como *via holes*, para la interconexión en paralelo de dispositivos activos o pasivos al plano de masa. Este hecho provoca una mayor complejidad en la fabricación y limita el diseño a frecuencias bajas debido a la aparición de elementos parásitos.

Una alternativa en el diseño de líneas de transmisión, se encuentra en la tecnología uniplanar. La tecnología uniplanar incluye la línea *slotline* (ver **Fig. 2.1 (b)**) y la línea coplanar (CPW) (ver **Fig. 2.1 (c)**); como líneas de transmisión comunes para la propagación de señales [2].

La característica principal de las líneas uniplanares, se encuentra en que las pistas del conductor como los planos de masa comparten la misma cara del sustrato, de ahí deriva el termino uniplanar. En consecuencia, la principal ventaja es que permite la integración de dispositivos pasivos o activos, en serie o paralelo, evitando la perforación del sustrato para las interconexiones a masa (*via holes*). Debido a esta característica se simplifica el proceso de fabricación y se eliminan los efectos parásitos ampliando su uso a altas frecuencias [2].

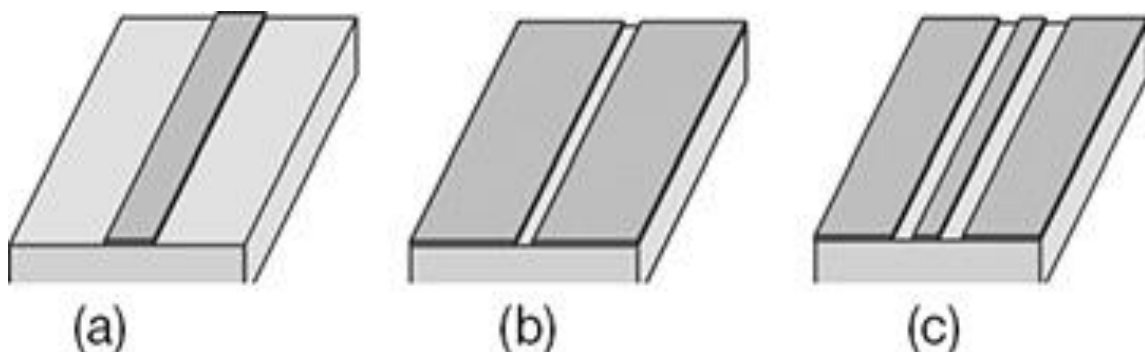


Fig. 2.1 Líneas de transmisión
(a) Línea *microstrip*, (b) *slotline*, (c) CPW. Fuente [3]

Los diseños propuestos en este proyecto se basan en la tecnología uniplanar, por lo que es necesario conocer los parámetros principales de estas líneas de transmisión y cómo dependen éstos de las dimensiones físicas de las líneas.

2.2. Slotline

La línea de transmisión *slotline* se compone de un sustrato dieléctrico con una ranura o *slot* grabada en una metalización sobre un lado del sustrato. El otro lado del sustrato no tiene ninguna metalización. Su geometría es uniplanar y como se mencionó anteriormente, su uso es muy adecuado en la implementación de circuitos integrados de microondas (MIC) [4]. La configuración básica *slotline* se muestra en la **Fig. 2.2**.

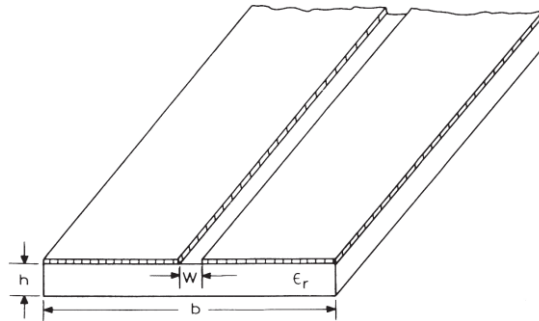


Fig. 2.2 Configuración *slotline*. Fuente [4]

El comportamiento electromagnético del *slotline* viene determinado por la definición del sustrato, como es el grosor del dieléctrico h , tangente de pérdidas $\tan(\delta)$, la permitividad dieléctrica ϵ_r , el grosor de las metalizaciones y el ancho de la ranura (W).

En la línea *slotline*, la onda se propaga a lo largo de la ranura con el principal componente del campo eléctrico orientado a través del *slot* en el plano de metalización sobre el sustrato dieléctrico. El modo de propagación es no-TEM, esto implica un comportamiento dispersivo y por lo tanto ni la velocidad de propagación ni su impedancia característica serán constantes con la frecuencia. Para disminuir las pérdidas por radiación, es importante que el campo este concentrado alrededor de la ranura, esto se consigue cuanto mayor es la constante dieléctrica del sustrato [4].

La distribución de campo en una línea de transmisión *slotline* [5], se muestra en la **Fig. 2.3**.

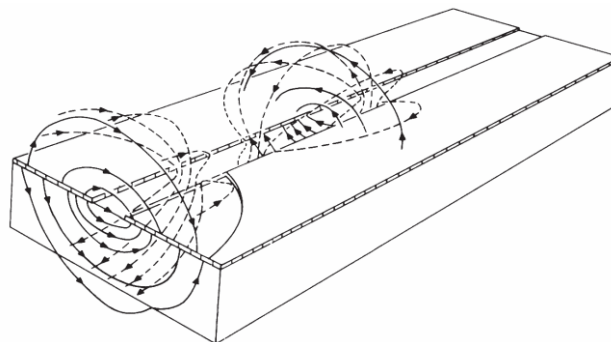


Fig. 2.3 Distribución de campo en una línea de transmisión *slotline*. Fuente [5]

2.3. Línea coplanar (CPW)

La línea de transmisión coplanar consiste esencialmente en un sustrato dieléctrico con una metalización en una cara del sustrato. Esta metalización se forma por un conductor central y por dos planos de tierra a los lados. Al tratarse de una geometría uniplanar, el otro lado del sustrato no tiene ninguna metalización. La configuración coplanar básica se muestra en la **Fig. 2.4**.

El comportamiento electromagnético de la línea coplanar está caracterizado por la definición de su sustrato, como es el grosor del dieléctrico h , la tangente de pérdidas $\tan(\delta)$, la constante dieléctrica ϵ_r , el grosor de las metalizaciones, el ancho de las ranuras (W) y el ancho del conductor central (S). Un estudio de esta línea de transmisión para el diseño de circuitos, se encuentra en [6].

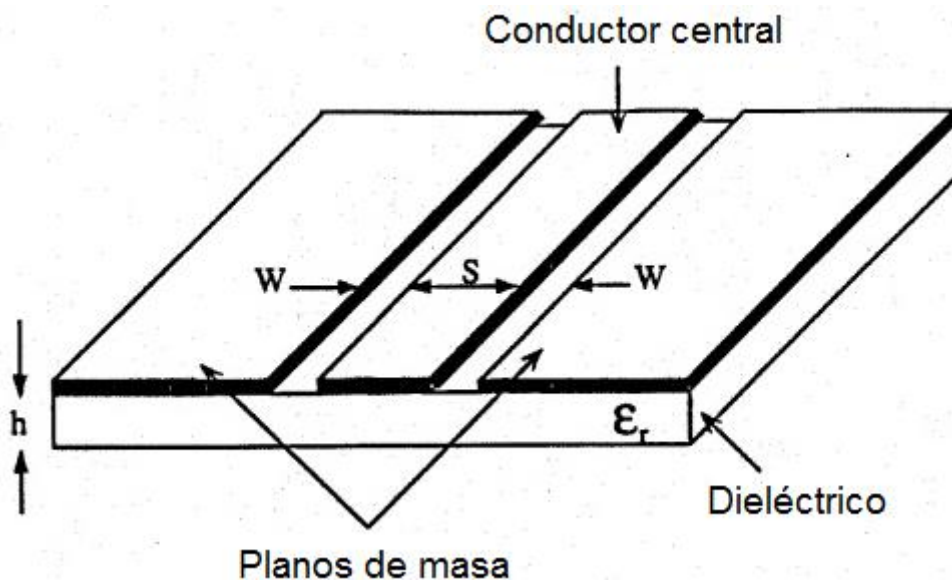


Fig. 2.4 Configuración coplanar. Fuente [6]

La guía de onda CPW es una guía de ondas multimodal que propaga dos modos fundamentales: el modo coplanar par y el modo coplanar impar [6]. Por consiguiente, el modo par es un modo quasi-TEM, tiene simetría par con respecto al plano de simetría, dando lugar a que su dispersión sea muy baja, por lo que es útil en el diseño de circuitos. Sin embargo, el modo impar es un modo no-TEM, resulta ser más dispersivo con lo que su utilización no está tan extendida. El modo impar se genera cuando aparecen asimetrías en el circuito uniplanar. Es fundamental evitar la propagación del modo impar en los circuitos que forman el RFM.

Con este objetivo, se suele utilizar los puentes de conexión equipotencial o *airbridges* [8].

A continuación se describe cada uno de estos modos, dado que la línea de transmisión CPW se utiliza en los componentes expuestos en esta memoria.

2.3.1. Modo coplanar par

El modo coplanar par es un modo quasi-TEM, esto implica que el diseño del circuito sea poco dispersivo, de manera que son posibles aplicaciones de banda ancha, logrando con este modo de propagación que la impedancia característica de la línea y su velocidad de propagación muestren poca dependencia con la frecuencia [7].

Las líneas del campo eléctrico empiezan (o acaban) en el conductor central y terminan (o comienzan) en los dos planos de tierra de los lados. El hecho de que el campo eléctrico tenga sentido opuesto referido al conductor central, hace que las pérdidas por radiación del modo par sean bajas, por lo tanto el campo queda muy confinado en el dieléctrico. Por otro lado, las líneas de campo magnético rodean el conductor central. La excitación de corriente (**Fig. 2.5 (a)**) y distribución de campo (**Fig. 2.5 (b)**) en este modo se encuentran en [7].

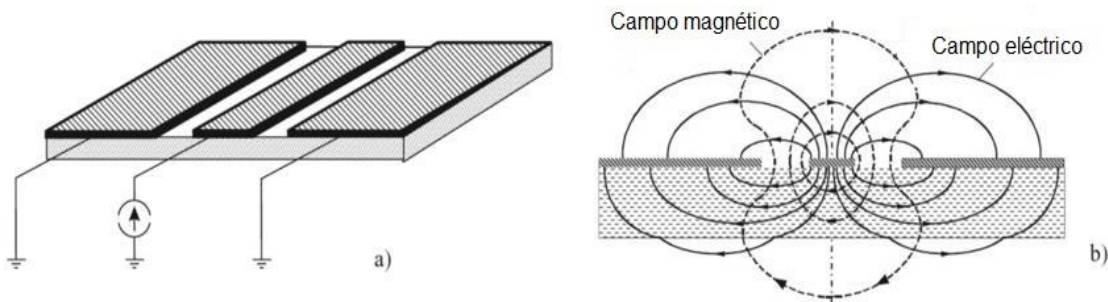


Fig. 2.5 Modo par en una línea de transmisión CPW.
(a) Excitación de corriente, (b) distribución de campo. Fuente [7]

2.3.2. Modo coplanar impar

El modo coplanar impar es un modo no-TEM y por lo tanto es dispersivo ya que hay componentes del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación, con lo cual la impedancia característica y su velocidad de propagación no serán constantes con la frecuencia.

Las líneas del campo eléctrico empiezan en un plano de tierra y terminan en el otro plano de tierra, lo que significa que los potenciales de los dos planos de masa tienen signos opuestos [7]. Además, no todas las líneas del campo eléctrico tocan el conductor central. Si el ancho del plano de tierra es finito, las líneas del campo magnético se encierran en la sección transversal que incluye los planos de tierra. La excitación de corriente (**Fig. 2.6 (a)**) y distribución de campo (**Fig. 2.6 (b)**) aproximada para este modo se encuentran en [7].

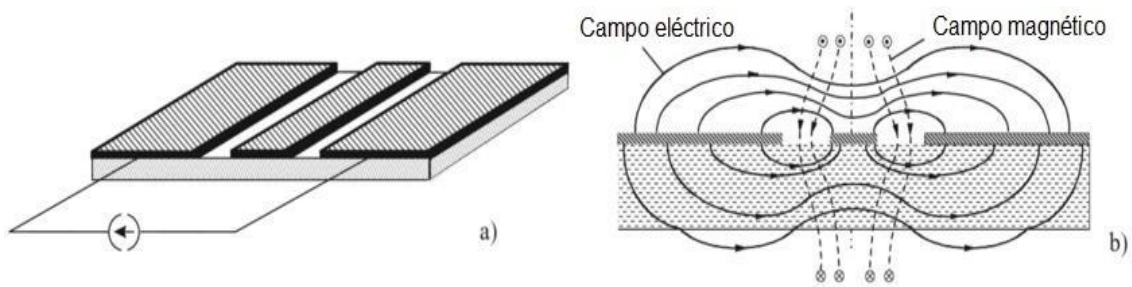


Fig. 2.6 Modo impar en una línea de transmisión CPW.
(a) Excitación de corriente, (b) distribución de campo. Fuente [7]

La configuración de campos para el modo impar es tal que el conductor central no transporta corriente y en cambio en los planos de tierra circulan corrientes longitudinales en sentido opuesto. De esta forma, el conductor central es transparente a la propagación de la señal en el modo impar.

El modo coplanar impar es un modo que tradicionalmente se ha considerado como no deseado, por su comportamiento dispersivo. Este modo de propagación se puede eliminar mediante puentes de conexión equipotenciales o *airbridges*.

Este puente conecta los dos planos de masa de la guía de ondas CPW, con la finalidad de que el potencial sea el mismo en ambos planos de masa.

Esta unión no produce ningún efecto en el modo par de la línea. La **Fig. 2.7** muestra un ejemplo de conexión con *airbridges* [8]. El *airbridge* se modela como dos postes rectangulares de altura h_0 , unidos por un conductor con un determinado grosor W_0 .

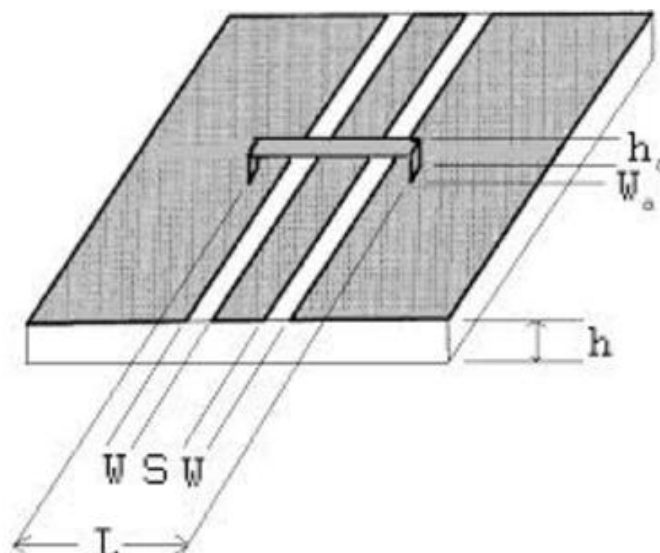


Fig. 2.7 Conexión equipotencial o *airbridges* en una línea CPW. Fuente [8]

2.4. Bibliografía

- [1] Pozar, D. M., "Transmission Line and Waveguide", Cap. 3 en *Microwave Engineering Fourth Edition*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 95-164, Hoboken, New Jersey, 2012.
- [2] Llamas, M. A., Girbau D., Ribó M. y Pradell L, "Híbrido de 180° Uniplanar Multimodal en Banda K", *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 93-95, 2006.
- [3] Kyung-Whan Yeom, "Microwave Integrated Circuits", Cap. 1 en *Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS*, Pearson Education, Inc., pp. 1-9, 2015.
- [4] Cohn, S.B., "Slotline on a Dielectric Substrate", *IEEE Trans.*, Vol. MTT-17, pp. 768–778, 1969.
- [5] Cohn, S.B., "Slotline Field Components", *IEEE Trans.*, Vol. MTT-20, pp. 172-174, 1972.
- [6] Nihad, I.D. y Linda P.B, *Theoretical Characterization of Coplanar Waveguide Transmission Lines and Discontinuities*, Radiation Lab., University of Michigan, Ann Arbor, MI (1992).
- [7] Wolff, I., *Coplanar Microwave Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, (2006).
- [8] Chung-Yi Lee, Yaozhong Liu, Tatsuo Itoh, "The Effect of the Coupled slotline Mode and Air-Bridges on CPW and NLC Waveguide Discontinuities", *IEEE Trans.*, Vol. 43, pp. 2759-2765, (1995).

CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL DESFASADOR MEMS DE 180°

3.1. Diseño del Desfasador de 180°

El diseño del desfasador se lleva a cabo mediante una línea ranurada en forma de meandros, debido a que el circuito será lo más compacto y pequeño posible. El modelado del circuito se realiza mediante la herramienta de simulación *EM Momentum*.

En primer lugar, utilizando líneas y curvas microstrip se realizara la línea *slotline* en forma de meandros. A continuación definiendo una serie de variables, se podrá controlar el ancho, los radios y longitud que tendrá la línea. En la **Fig. 3.1** se muestra el dibujo de la línea ranurada del desfasador.

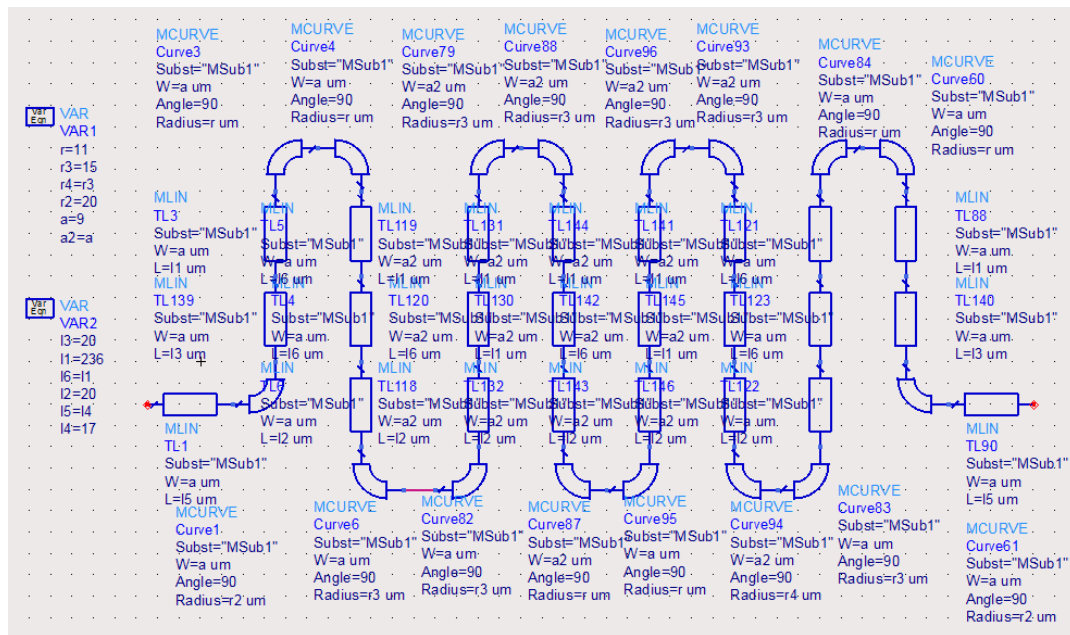


Fig. 3.1 Diseño de la línea *slotline*.

Una vez definido el ancho de la ranura (a) de $9 \mu\text{m}$, el primer radio de la espira ($r1$) de $11 \mu\text{m}$, el segundo radio ($r2$) de $15 \mu\text{m}$ y una longitud total (l) de $492 \mu\text{m}$, se procede a generar la ranura en el *layout*, tal como muestra la **Fig. 3.2 (a)**. Utilizando la operación lógica XOR, entre la línea y un bloque rectangular se realiza la línea *slotline* con el dibujo creado en el esquemático.

En la **Fig. 3.2 (b)** se ve el bloque rectangular y la línea. Dicho bloque tiene una anchura de $260 \mu\text{m}$ y una altura de $550 \mu\text{m}$. En términos de longitud de onda el tamaño es aproximadamente es 0.046λ . Una vez realizada la operación XOR, la línea será tipo *slotline*. Para realizar la simulación se pondrán los puertos en ambos lados de la ranura de la línea *slotline*.

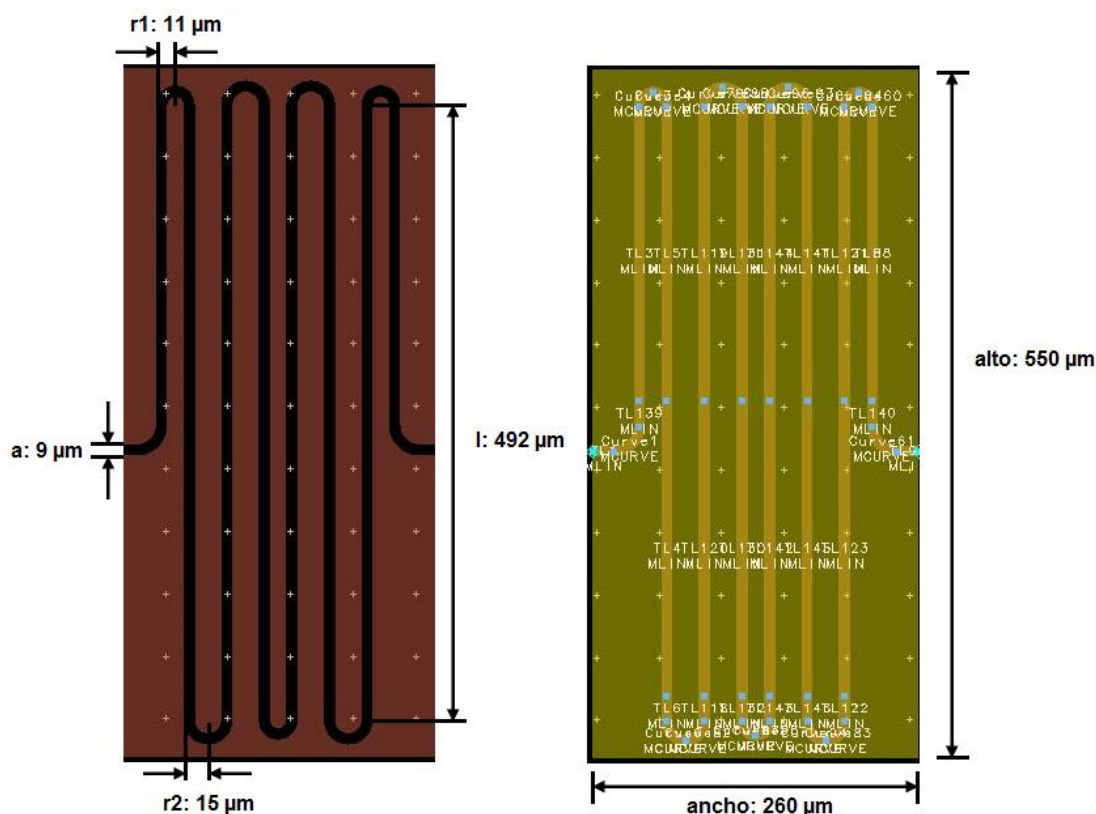


Fig. 3.2 Línea *slotline* en espira sobre un sustrato de cuarzo.
(a) Diseño de la línea *slotline*, (b) línea y bloque rectangular.

Después de obtener el diseño de la línea *slotline*, se realiza la simulación, para ello se define la banda de operación del circuito que es entre 30 y 40 GHz, se definen las capas que se usarán en la simulación y se usa un mallado de 950 celdas por longitud de onda.

Para conseguir el desfase de 180° , es necesario realizar dos simulaciones. Una simulación corresponde al estado en el que el silicio está pegado a la línea *slotline*. Esta simulación se compone de una capa de silicio de $70 \mu\text{m}$ de espesor, una capa de nitruro de silicio de $0,1 \mu\text{m}$ de espesor, el conductor de oro de $3 \mu\text{m}$ de espesor que contiene la línea ranurada y por último el dieléctrico de cuarzo de $500 \mu\text{m}$ de espesor. Las capas usadas para esta simulación se muestran en la **Fig. 3.3**.

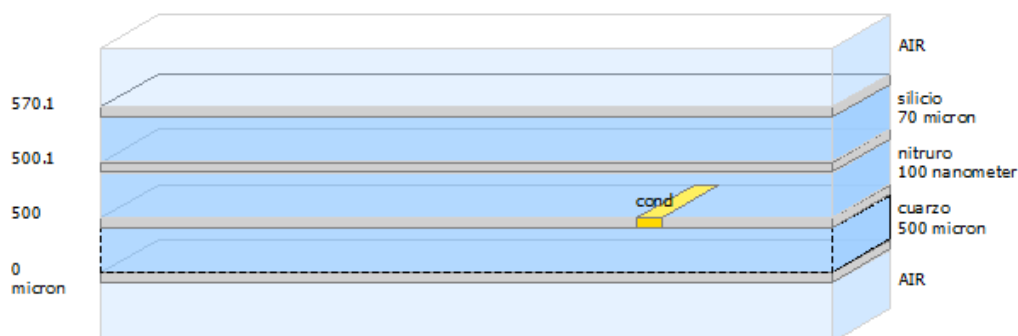


Fig. 3.3 Capas usadas para la simulación del Estado 1
(Silicio pegado a la línea *slotline*).

La segunda simulación corresponde al estado en el cual el silicio está separado de la línea *slotline*. Se compone de la capa de silicio (70 μm), la separación de 10 μm de aire, la capa de nitruro de silicio (0,1 μm), el conductor de oro (3 μm) que contiene la línea *slotline* y por último el dieléctrico de cuarzo de 500 μm de grosor. Las capas usadas para esta simulación se muestran en la **Fig. 3.4**.

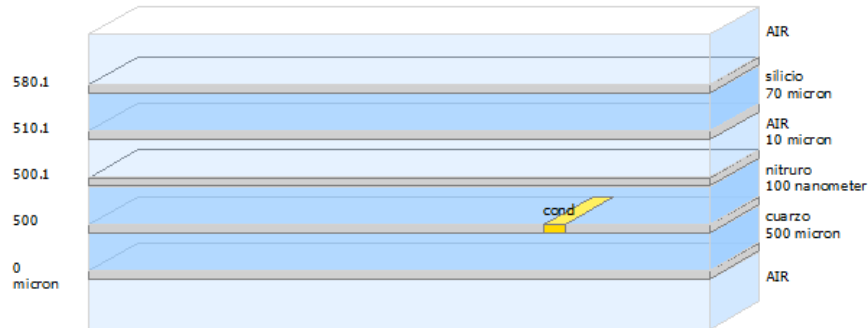


Fig. 3.4 Capas usadas para la simulación del Estado 2 (Silicio separado a la línea *slotline*).

3.1.1. Características físicas

Para llegar a este diseño final del desfasador, se ha tenido en cuenta cómo afectan el ancho de la ranura (a), los radios (r_1 y r_2) y la longitud (l) de los meandros del desfasador. En la **Fig. 3.5** se muestran estas características del diseño.

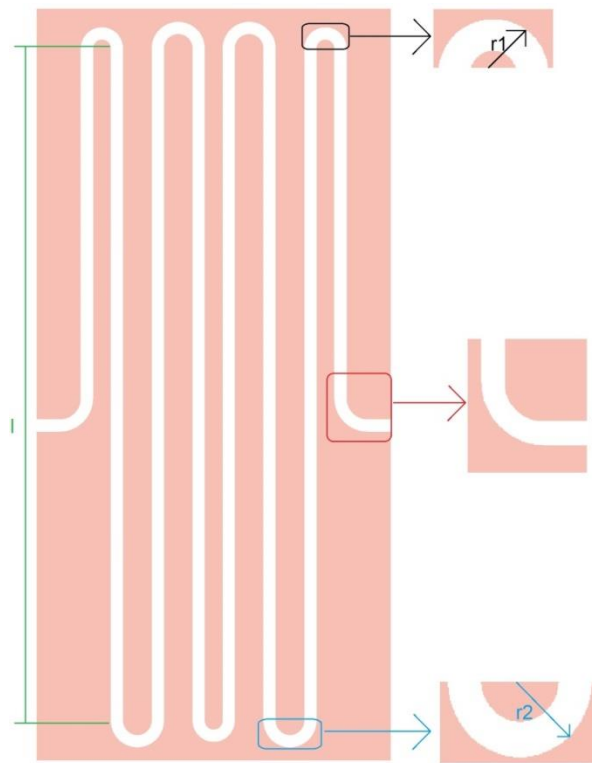


Fig. 3.5 Características físicas del diseño.

En la **Tabla 3.1**, se muestra cómo al aumentar el ancho de la ranura y manteniendo constante los radios y la longitud de los meandros, se obtiene cada vez un desfase mayor.

Tabla 3.1. Cómo afecta el ancho de la ranura en el desfase

Radio 1 (μm)	Radio 2 (μm)	Ancho (μm)	Longitud (μm)	Fase ($^\circ$)
10	16	7	480	187,64
10	16	9	480	191,16
10	16	11	480	197

El polo presente en las pérdidas de retorno se desplaza hacia frecuencias más altas al aumentar el tamaño de la ranura, ilustrado en las **Figs. 3.6 (a) (b) (c)**.

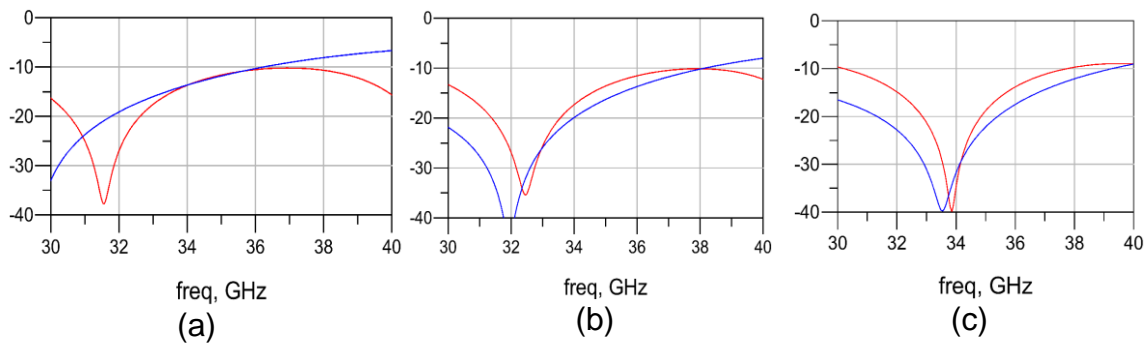


Fig. 3.6 Pérdidas por retorno (S_{11}) al variar el ancho de la ranura.
(a) Ancho de $7\mu\text{m}$, (b) Ancho de $9\mu\text{m}$, (c) Ancho de $11\mu\text{m}$.

En la **Tabla 3.2**, se muestra cómo incrementado el primer radio del meandro y manteniendo constante el ancho de la ranura, el segundo radio y la longitud, se obtiene cada vez menos desfase. Para este caso las pérdidas por retorno empeoran.

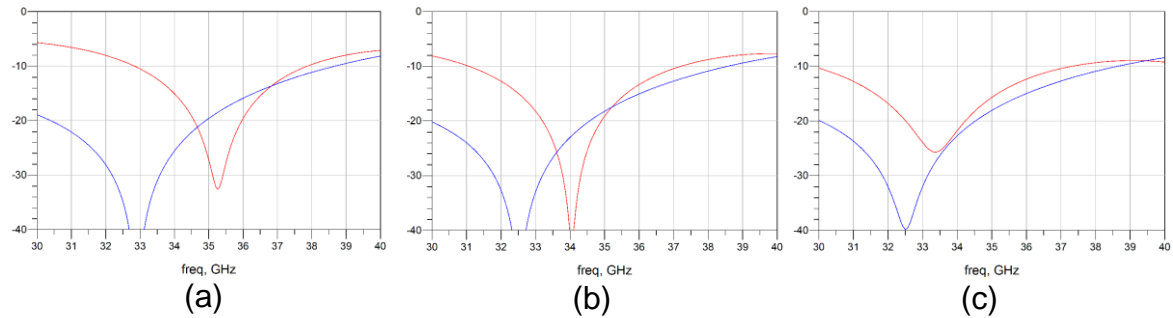
Tabla 3.2. Cómo afecta el primer radio en el desfase

Radio 1 (μm)	Radio 2 (μm)	Ancho (μm)	Longitud (μm)	Fase ($^\circ$)
6	16	9	480	215,38
8	16	9	480	196,71
10	16	9	480	191,16

En la **Tabla 3.3**, se muestra cómo incrementado el segundo radio del meandro y manteniendo constante el resto de parámetros, se obtiene cada vez menos desfase pero las pérdidas por retorno empeoran, ver **Fig. 3.7**.

Tabla 3.3. Cómo afecta el segundo radio en el desfase

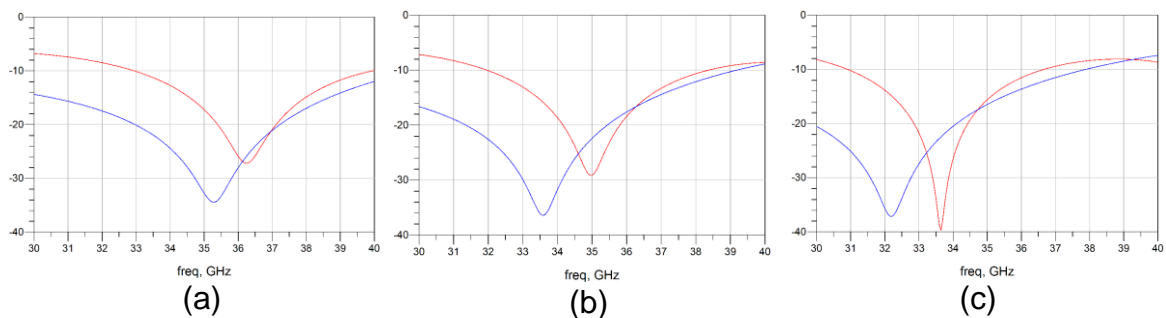
Radio 1 (μm)	Radio 2 (μm)	Ancho (μm)	Longitud (μm)	Fase ($^\circ$)
8	12	9	480	203,97
8	14	9	480	198,1
8	16	9	480	196,71

**Fig. 3.7** Pérdidas por retorno (S_{11}) al variar el segundo radio del circuito.
(a) Radio de $12\mu\text{m}$, (b) Radio de $14\mu\text{m}$, (c) Radio de $16\mu\text{m}$.

Por último en la **Tabla 3.4**, se observa que al aumentar la longitud del meandro y manteniendo constante el resto de parámetros, también se consigue mejorar el desfase pero por el contrario las pérdidas por retorno empeoran, tal como muestra la **Fig. 3.8**.

Tabla 3.4. Cómo afecta la longitud de la línea en el desfase

Radio 1 (μm)	Radio 2 (μm)	Ancho (μm)	Longitud (μm)	Fase ($^\circ$)
10	14	11	460	213,78
10	14	11	480	201,3
10	14	11	500	189,31

**Fig. 3.8** Pérdidas por retorno (S_{11}) al variar la longitud del meandro.
(a) Longitud de $460\mu\text{m}$, (b) longitud de $480\mu\text{m}$, (c) longitud de $500\mu\text{m}$.

En conclusión, para lograr el diseño final del desfasador MEMS de 180° es necesario encontrar un compromiso entre todos estos parámetros, con el objetivo de obtener un desfase de aproximadamente 180° y buenas pérdidas por reflexión y transmisión.

En la **Tabla 3.5**, se muestra los parámetros del diseño final del desfasador.

Tabla 3.5. Parámetros del diseño final del desfasador

Radio 1 (μm)	Radio 2 (μm)	Ancho (μm)	Longitud (μm)	Fase ($^\circ$)
11	15	9	492	179,56

3.1.2. Resultados del Desfasador

En la **Fig. 3.9** se observa la fase que se obtiene en transmisión para los dos estados comentados anteriormente. Para el estado 1, se ha obtenido una fase de $51,336^\circ$ y en el estado 2 se obtuvo $-128,225^\circ$ en la frecuencia central (35 GHz). Por lo tanto, el desfase total que se obtiene en la frecuencia central es de $179,56^\circ$.

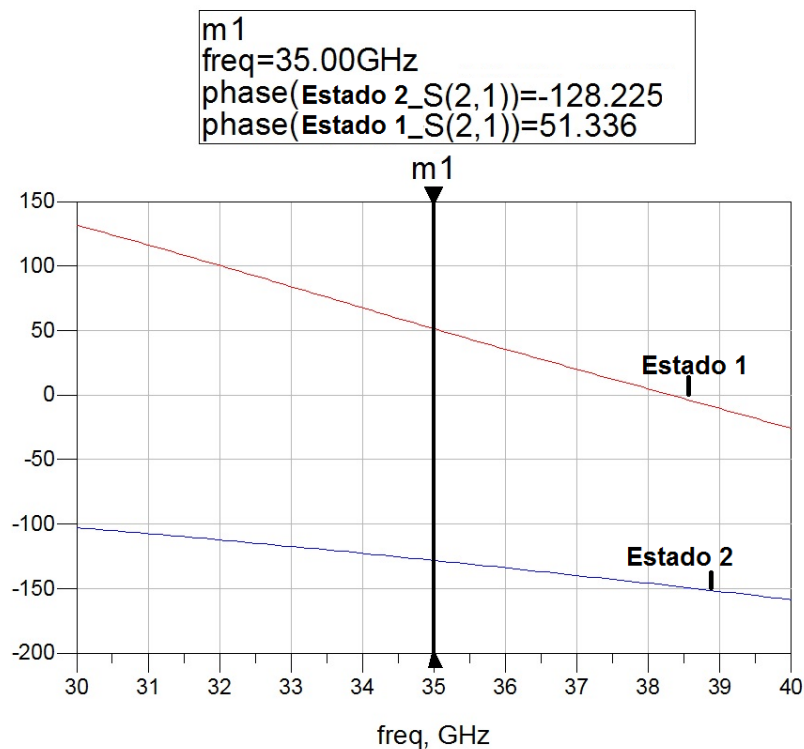


Fig. 3.9 Fase obtenida para ambos estados del desfasador.

3.1.3. Pérdida de Reflexión y Transmisión del Desfasador

La **Fig. 3.10** muestra las pérdidas por reflexión en el puerto de entrada del desfasador, para los dos estados del circuito reconfigurable. En el estado 1, se ha conseguido un nivel de -15,36 dB y para el estado 2 se obtiene -40.03 dB a la frecuencia central de 35 GHz. Las pérdidas por reflexión están por debajo de -10 dB en toda la banda de operación.

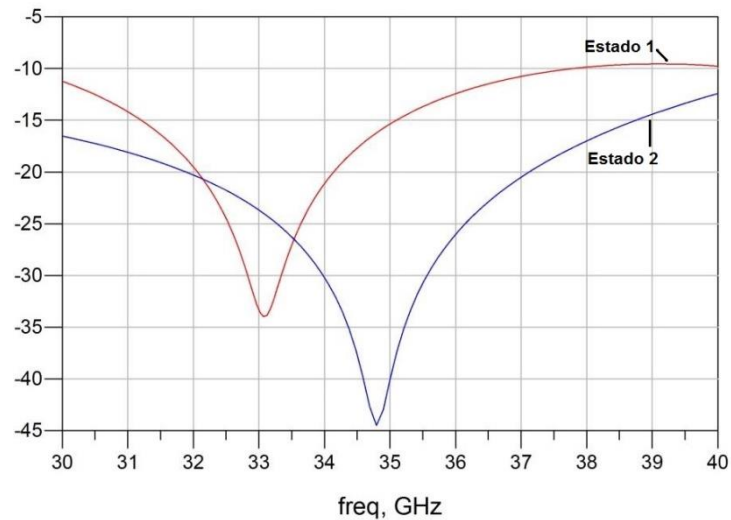


Fig. 3.10 Pérdidas por reflexión (S_{11}) simulada del desfasador.

La **Fig. 3.11** muestra las pérdidas por transmisión en el puerto de salida del desfasador, para los dos estados del circuito reconfigurable. En el estado 1, se tiene un valor de -0,93 dB y de -0,28 dB para el estado 2, a la frecuencia central de 35 GHz.

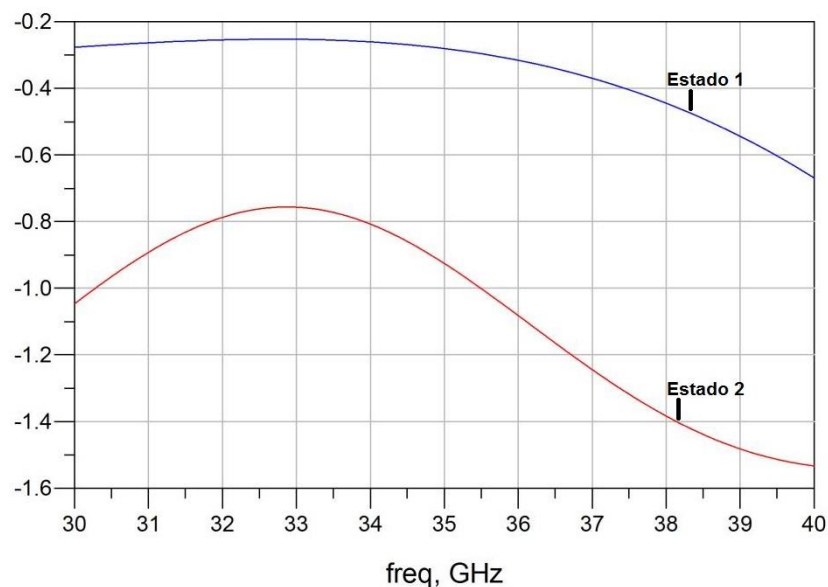


Fig. 3.11 Pérdidas por transmisión (S_{21}) simulada del desfasador.

3.2. Tecnología para hacer el desfasador

El desfasador será fabricado usando silicio sobre cuarzo. El proceso de fabricación ha sido estudiado en [1,2]. En primer lugar, se graba oro con un espesor de $3\text{ }\mu\text{m}$ sobre un sustrato dieléctrico de cuarzo, el cual tiene un grosor de $500\text{ }\mu\text{m}$ para la implementación de la línea *slotline* (**Fig. 3.12 (a)**). A continuación, se modela lo que será la placa suspendida en la oblea de silicio (**Fig. 3.12 (b)**). Como se comentó anteriormente, mediante la técnica de micromecanizado volumétrico se realizará la cavidad entre la línea de transmisión y la placa suspendida de silicio.

El desfasador también utiliza una capa de aislamiento formada por nitruro de silicio de $0,1\text{ }\mu\text{m}$ (**Fig. 3.12 (c)**). Las obleas de cuarzo y silicio se juntan entre sí a una temperatura de $380\text{ }^{\circ}\text{C}$ y una tensión de 800 V . Luego se reduce el espesor del silicio mediante un proceso de pulido químico-mecánico, para obtener una capa de silicio de $70\text{ }\mu\text{m}$ sobre el sustrato de cuarzo (**Fig. 3.12 (d)**). Finalmente, se libera la estructura de silicio (**Fig. 3.12 (e)**).

La estructura contiene electrodos que servirán para el accionamiento vertical.

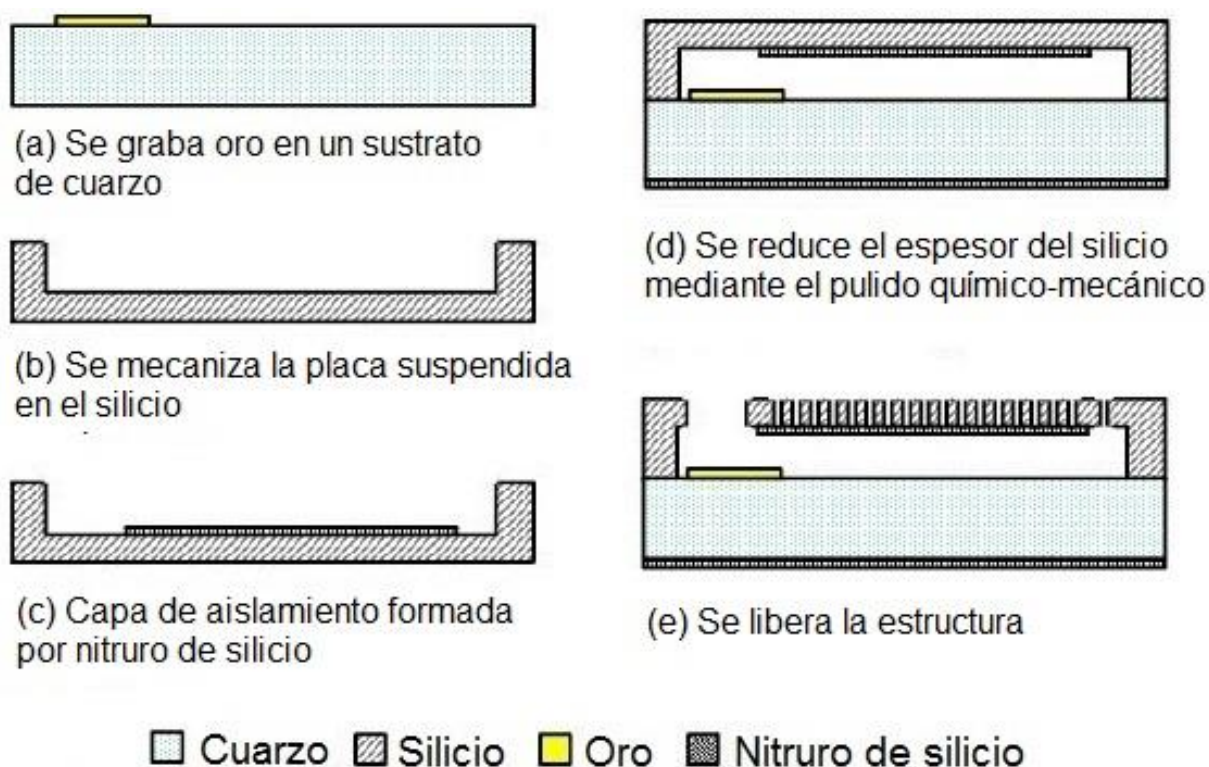


Fig. 3.12 Proceso de fabricación simplificado. (a) Realización de la línea slotline de oro sobre el sustrato de cuarzo, (b) mecanizado del silicio, (c) capa de nitruro de silicio en la cavidad, (d) unión de las dos obleas y control del grosor de silicio, (e) liberación de la estructura. Fuente [1]

3.3. Bibliografía

- [1] Yun-Ho Jang, Llamas-Garro, I., Yong-Kweon Kim y Jung-Mu Kim, "RF MEMS suspended band-stop resonator and filter for frequency and bandwidth continuous fine tuning", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, December 2011.

- [2] Sung-min Sim, Yeon Su Lee, Yun-Ho Jang, Yong-Seok Lee, Yong-Kweon Kim, Ignacio Llamas-Garro and Jung Mu Kim, "Fabrication of a Single-Pole Double-Throw silicon RF MEMS ohmic contact Switch operating from 50 to 70 GHz", *16th International Symposium on RF-MEMS and RF-MICROSYSTEMS*, Barcelona, Spain, June 29 – July 1, 2015.

CAPÍTULO 4. DIVISOR/COMBINADOR DE POTENCIA

4.1. Introducción

El siguiente componente que forma el discriminador de microondas reconfigurable, es un divisor de potencia, el mismo diseño se utiliza como combinador de potencia.

Tanto el divisor como el combinador de potencia, son dispositivos pasivos utilizados en sistemas de radiofrecuencia o microondas. La señal de entrada del divisor de potencia es dividida en dos o más señales de salida de menor potencia (ver **Fig. 4.1 (a)**).

Por otro lado, el combinador realiza la operación inversa, dadas dos o más señales de entrada, las combina o suma en su puerto de salida (ver **Fig. 4.1 (b)**).

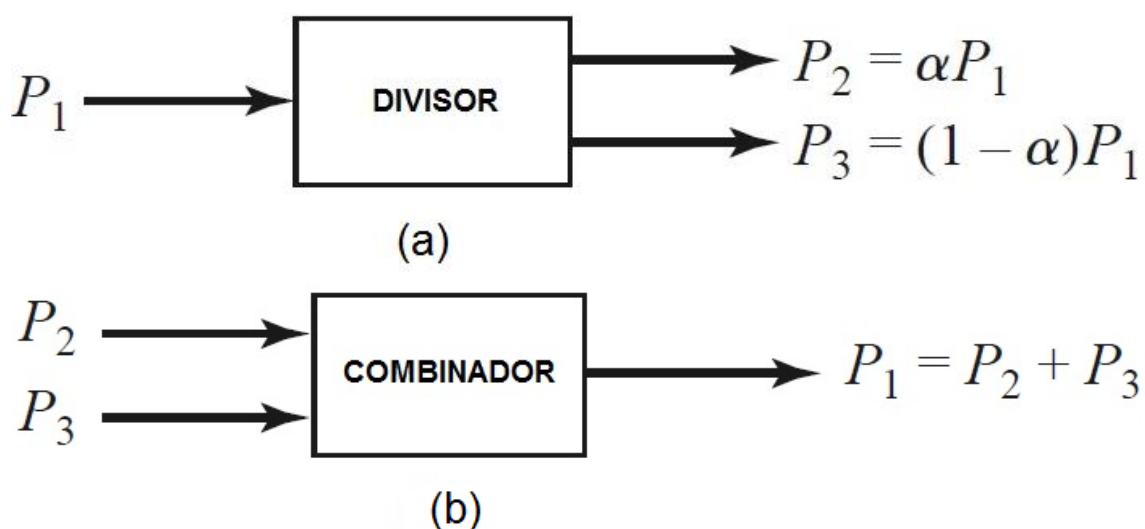


Fig. 4.1 Divisor/Combinador de potencia.

(a) Divisor de Potencia, (b) Combinador de Potencia. Fuente [1]

El divisor de potencia utilizado en este proyecto es capaz de distribuir la potencia que recibe por su puerto de entrada entre sus puertos de salida, con una relación de división de potencia igual a 3 dB, lo que indica una distribución equitativa de potencia. Pero también puede diseñarse para conseguir una división de potencia arbitraria [1].

El divisor de potencia que se considera en este proyecto se trata de un divisor Wilkinson de dos etapas, se utiliza este divisor para su operación en un mayor ancho de banda como es la banda Ka donde funciona el discriminador de microondas. Sus ventajas son bajas pérdidas de inserción, buen aislamiento entre sus puertos de salida y que todos sus puertos están adaptados a 50Ω [2].

En la **Fig. 4.2** se muestra un diagrama típico de un divisor Wilkinson de 2 etapas.

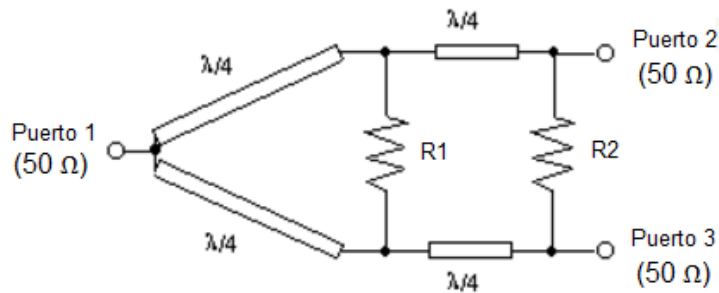


Fig. 4.2 Divisor Wilkinson de 2 etapas.

4.2. Diseño del Divisor de Potencia

El discriminador de microondas emplea un divisor en el puerto de entrada y un combinador en el puerto de salida.

El diseño del divisor/combinador se lleva a cabo mediante el uso de líneas coplanares (CPW) y como se comentó anteriormente se trata de un divisor Wilkinson de dos etapas. En primer lugar, se diseña el divisor utilizando líneas y curvas microstrip para implementar las líneas coplanares en *Momentum*.

Se define el ancho de 5 μm de la ranura y un ancho del conductor de 111 μm en los puertos, se fija una longitud de 1100 μm para las primeras dos líneas de la primera etapa y 1700 μm de longitud para las otras dos líneas de la segunda etapa, ver **Fig. 4.3**. El tamaño del diseño es 3631.7 μm de ancho y 2492.6 μm de alto. En términos de longitud de onda el tamaño es aproximadamente es 0.619λ .

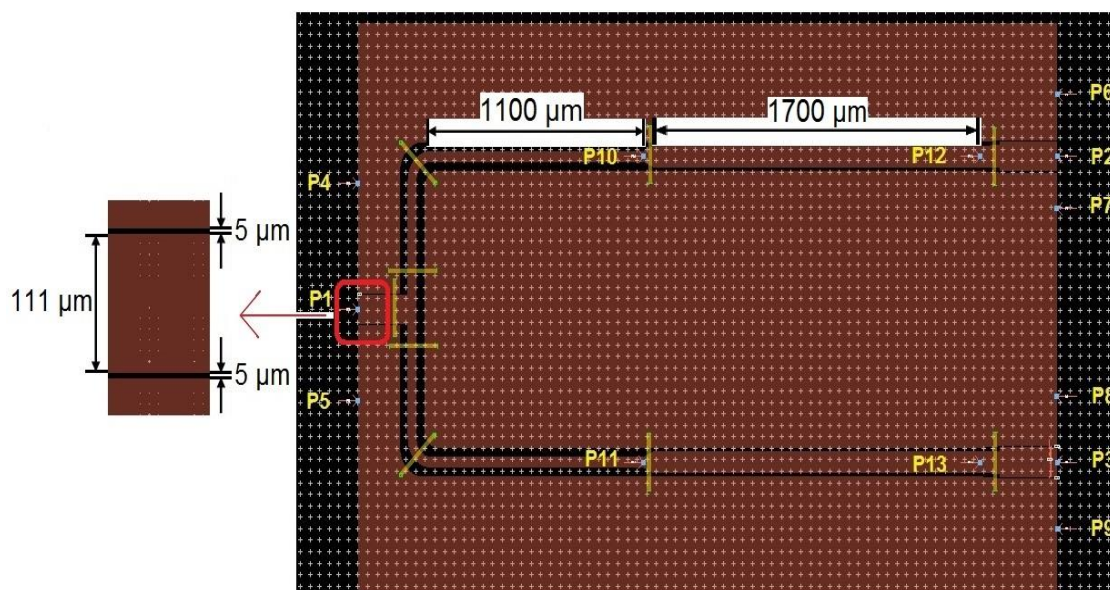


Fig. 4.3 Divisor Wilkinson de 2 etapas.

A continuación se guarda el diseño como un componente en la biblioteca de ADS y se importa en un esquemático. Utilizando terminales, identificamos el puerto de entrada y los puertos de salida. El puerto de entrada es el pin P1 y los puertos de salida son P2 y P3, el resto de pines (P4....P9) corresponden a masa. Todos los puertos presentan una impedancia característica de 50 Ω . Los pines P10, P11, P12 y P13 sirven para ubicar los resistores SMD, uno de 100 Ω (la primera etapa) y otro 220 Ω (en la segunda etapa) para conseguir un aislamiento máximo. La **Fig. 4.4** ilustra los terminales y resistores para simular el divisor.

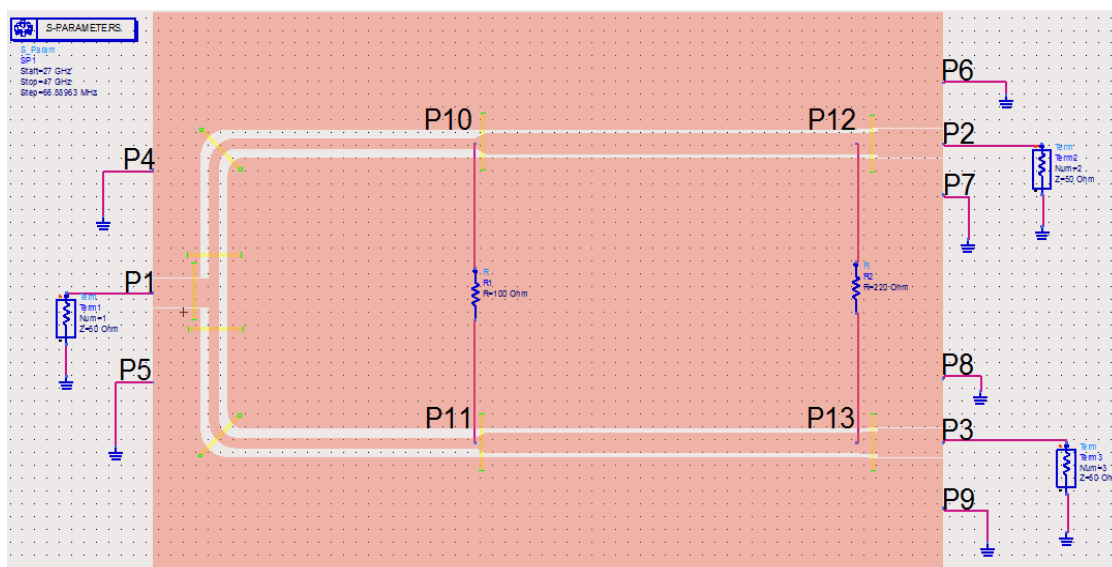


Fig. 4.4 Divisor Wilkinson con terminales y resistores.

Después de obtener el diseño, se definen las capas de material que se emplean, la banda de operación del circuito y se usa un mallado de 40 celdas por longitud de onda. El mallado se va incrementando progresivamente hasta que el resultado converge. El mallado final de cada diseño se obtiene cuando al incrementar la resolución o mallado de la simulación, no se obtiene variación en el resultado.

Las capas que se utilizan son: conductor de oro de espesor 3 μm , también presenta el puente de conexión (*airbridge*) de ancho 20 μm y una altura de 10 μm y por último el dieléctrico de cuarzo de espesor 500 μm , tal como muestra la **Fig. 4.5**.

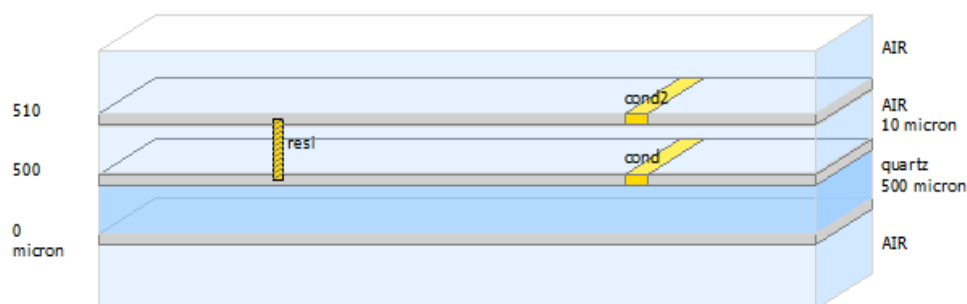


Fig. 4.5 Capas usadas para simular el divisor.

4.2.1. Pérdida por Retorno del Divisor

La **Fig. 4.6** muestra la pérdida por reflexión (S_{11}) simulada en el puerto 1 del divisor. La señal muestra un buen nivel de pérdida de reflexión que está por debajo de -13 dB en la banda de operación de 30 a 40 GHz.

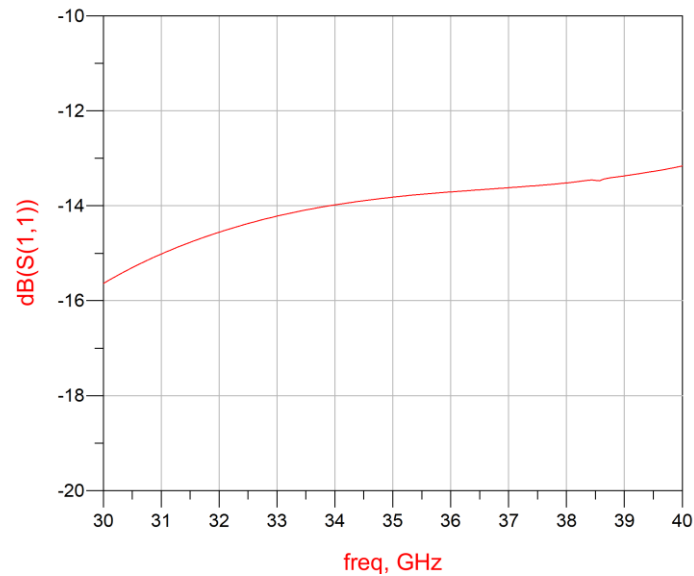


Fig. 4.6 Pérdida por reflexión (S_{11}) simulada del divisor.

4.2.2. Pérdidas por Transmisión

La **Fig. 4.7** muestra las pérdidas por transmisión (S_{21}) y (S_{31}) vista en los dos puertos de salida. La pérdida por transmisión S_{21} es -3,35 dB y en el otro puerto S_{31} es -3,31 dB a la frecuencia central de 35 GHz.

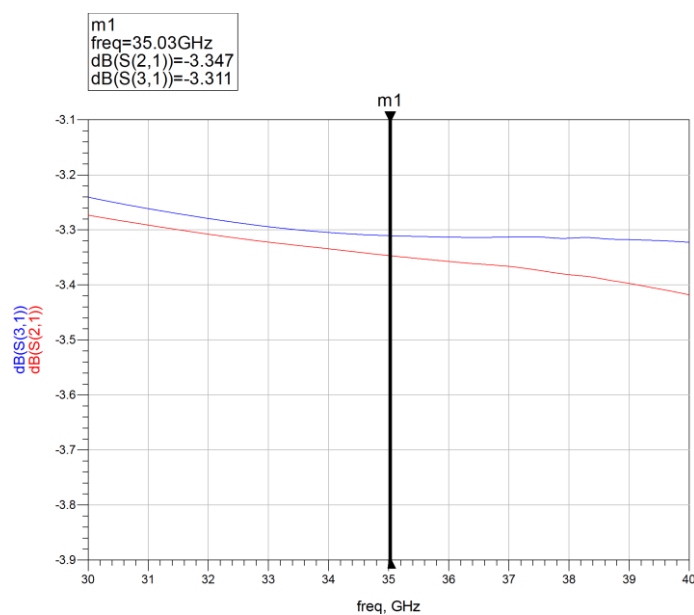


Fig. 4.7 Pérdidas por transmisión (S_{21}) y (S_{31}) simuladas del divisor.

4.2.3. Pérdidas de Aislamiento entre los Puertos 2 y 3

Por último, se muestra el nivel de aislamiento (S_{32}) entre los puertos de salida del divisor. Se ha conseguido que en toda la banda de trabajo de 30 a 40 GHz, el aislamiento se encuentre por debajo de -15 dB, tal como se ve en la **Fig. 4.8**.

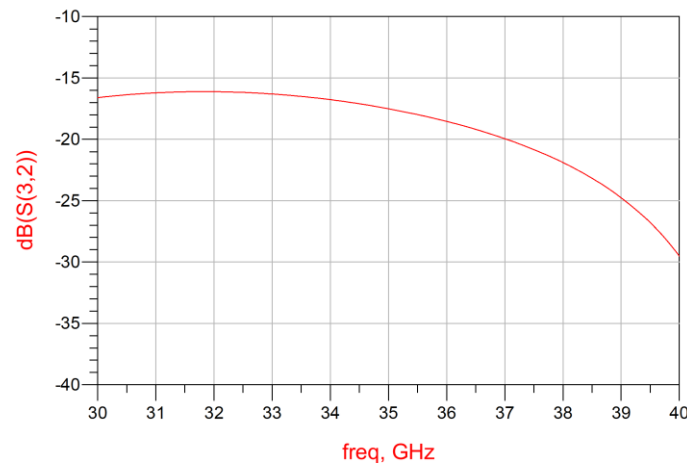


Fig. 4.8 Aislamiento entre los puertos de salida del divisor (S_{32}).

4.2.4. Análisis de los puentes de conexión (airbridge)

El diseño final del divisor presenta unos puentes de conexión o *airbridges* con una altura de 10 μm . A continuación, en la **Fig. 4.9** se presentan los resultados de simulación del divisor llevados a cabo con el software HFSS. Como se observa, se corrobora que las señales en transmisión se encuentran ligeramente por debajo de -3 dB y la pérdida por reflexión por debajo de -12,5 dB en la banda de trabajo entre 30 y 40 GHz.

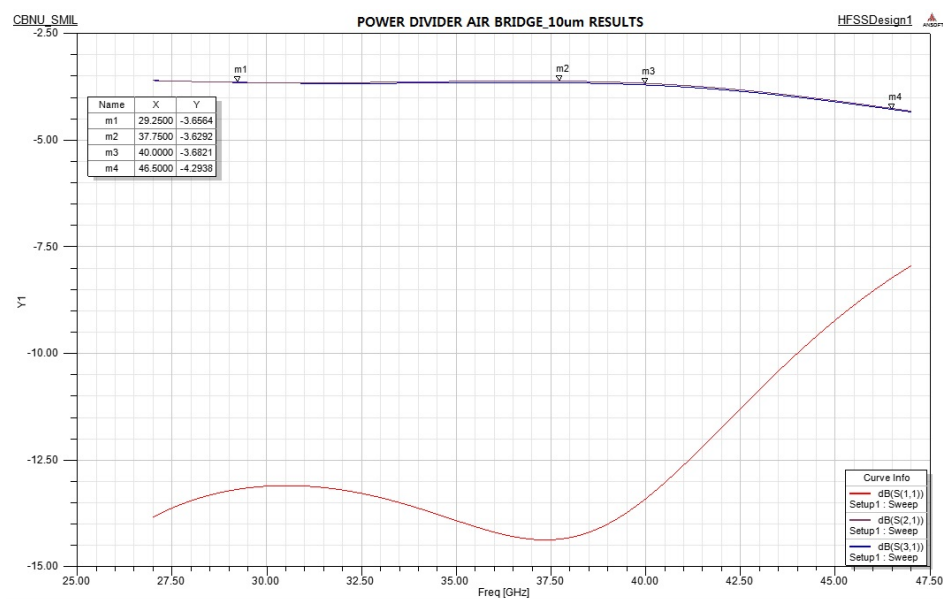


Fig. 4.9 Pérdidas por reflexión y transmisión simuladas con el HFSS.

Los resultados simulados con *Momentum* se muestran en la **Fig. 4.10**, se han conseguido con los puentes a una altura de 500 μm . Las pérdidas por transmisión en los puertos de salida son de -3,47 dB (S_{21}) y -3.39 dB (S_{31}), la pérdida por retorno en el puerto de entrada está por debajo de -10 dB en la banda de 30 a 40 GHz. El aislamiento entre los puertos de salida se encuentra también por debajo de -10 dB.

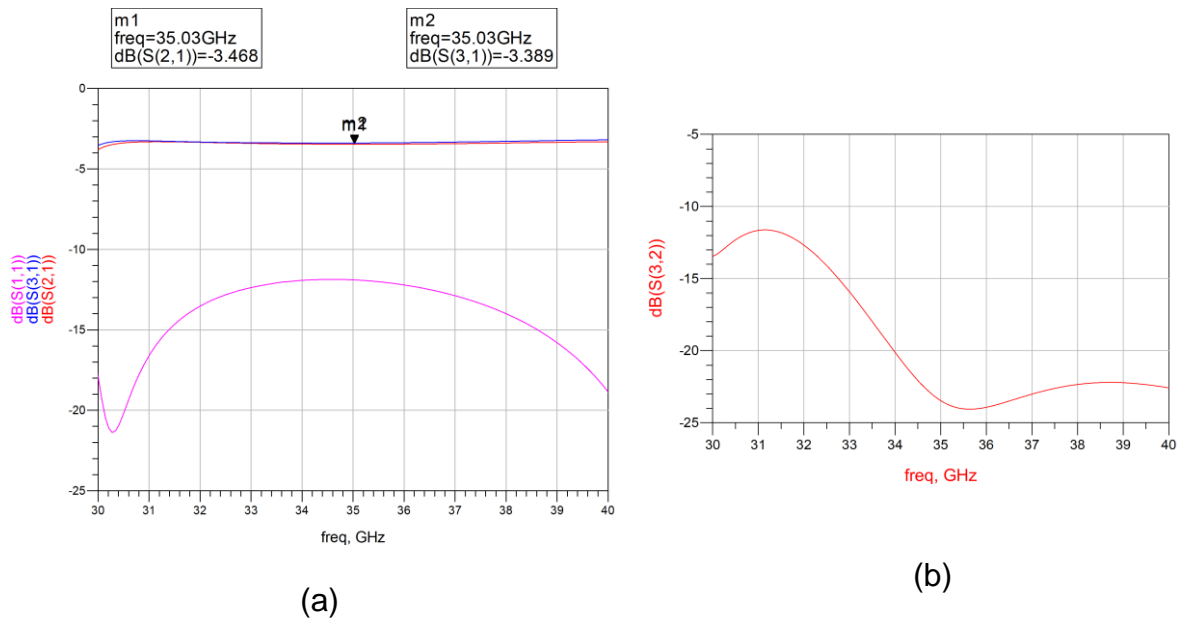


Fig. 4.10 Respuesta en frecuencia del divisor usando puentes de 500 μm de altura.

(a) (S_{11}), (S_{21}) y (S_{31}), (b) (S_{32}).

4.3. Bibliografía

- [1] Pozar, D. M., "Power Dividers and Directional Couplers", Cap. 7 en *Microwave Engineering Fourth Edition*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 317-379, Hoboken, New Jersey, 2012.
- [2] Wilkinson E., "An N-Way Hybrid Power Divider", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-8, pp. 116-118, January 1960.

CAPÍTULO 5. TRANSICIÓN CPW-SLOTLINE

5.1. Introducción

Los dos componentes expuestos en los capítulos 3 y 4, el desfasador y el divisor de potencia, deben ser conectados tanto en la entrada como en la salida del discriminador de microondas. Estos dos diseños están basados en diferentes tipos de líneas de transmisión, por un lado el desfasador está realizado con una línea ranurada o *slotline* y por otro el divisor de potencia está hecho con líneas coplanares. Es por este motivo que se hace imprescindible la utilización de una transición CPW-*slotline* para conectar ambos diseños.

Estas transiciones no solo sirven para el objetivo comentado anteriormente sino que también se utilizan para realizar diferentes aplicaciones en sistemas de comunicaciones de RF. En [1] se propone el uso de una de estas transiciones para el diseño de una antena de tipo slot, que proporcionará una red de área local inalámbrica (WLAN).

En [2], se proponen varias tipologías de transición CPW-*slotline* como muestra la **Fig. 5.1**. Cada una de estas transiciones tiene ventajas y desventajas, para el diseño y construcción de circuitos integrados de microondas.

Las propiedades que se buscan con estas transiciones son: un ancho de banda amplio, bajas pérdidas por transmisión, bajas pérdidas por retorno, fácil fabricación para reducir los costes de producción y tamaño reducido para facilitar su integración con otros dispositivos, como baluns, amplificadores, mezcladores y antenas de tipo slot.

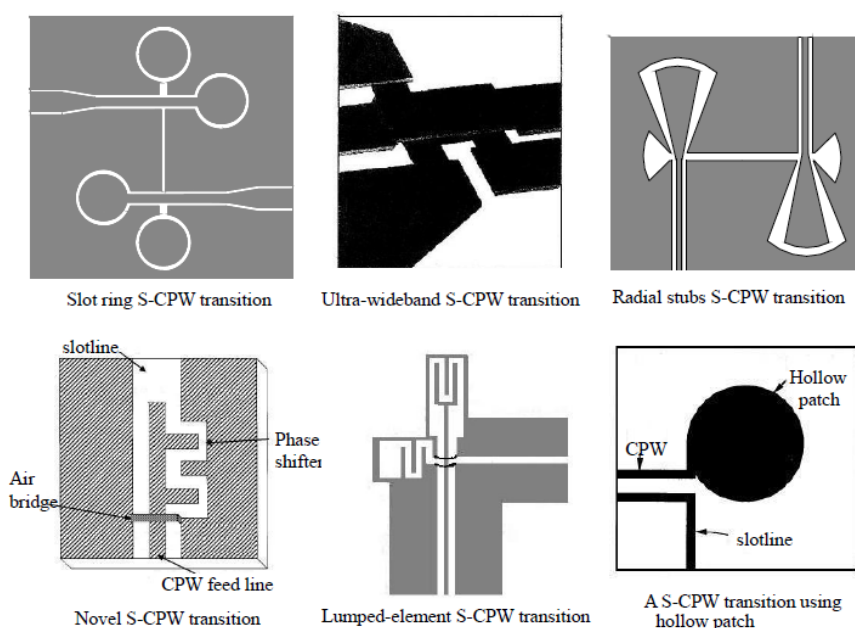


Fig. 5.1 Seis tipos de transiciones CPW-*slotline*. Fuente [2]

5.2. Diseño Transición CPW-slotline

La transición CPW-slotline tiene como objetivo la unión y adaptación de los accesos del desfasador con el divisor de potencia y viceversa. La transición une un puerto del divisor de potencia con el puerto del desfasador. El diseño escogido para su realización es una modificación de las transiciones presentadas en [3]. En esta configuración se deja una de las ranuras de la línea coplanar (CPW) del puerto del divisor en circuito abierto. La desventaja que presenta este diseño es que su circuito abierto puede producir pérdidas por radiación.

En primer lugar, se toma las medidas del puerto del divisor como son el ancho del conductor central de $111\ \mu\text{m}$ y su ranura de $5\ \mu\text{m}$. Por la parte del desfasador se usará el ancho de su ranura de $9\ \mu\text{m}$. Se realiza la conexión CPW-slotline de ambos puertos como se muestra en la **Fig. 5.2**. El tamaño del diseño es $247.3\ \mu\text{m}$ de ancho y $410.8\ \mu\text{m}$ de alto. En términos de longitud de onda el tamaño es aproximadamente es 0.043λ .

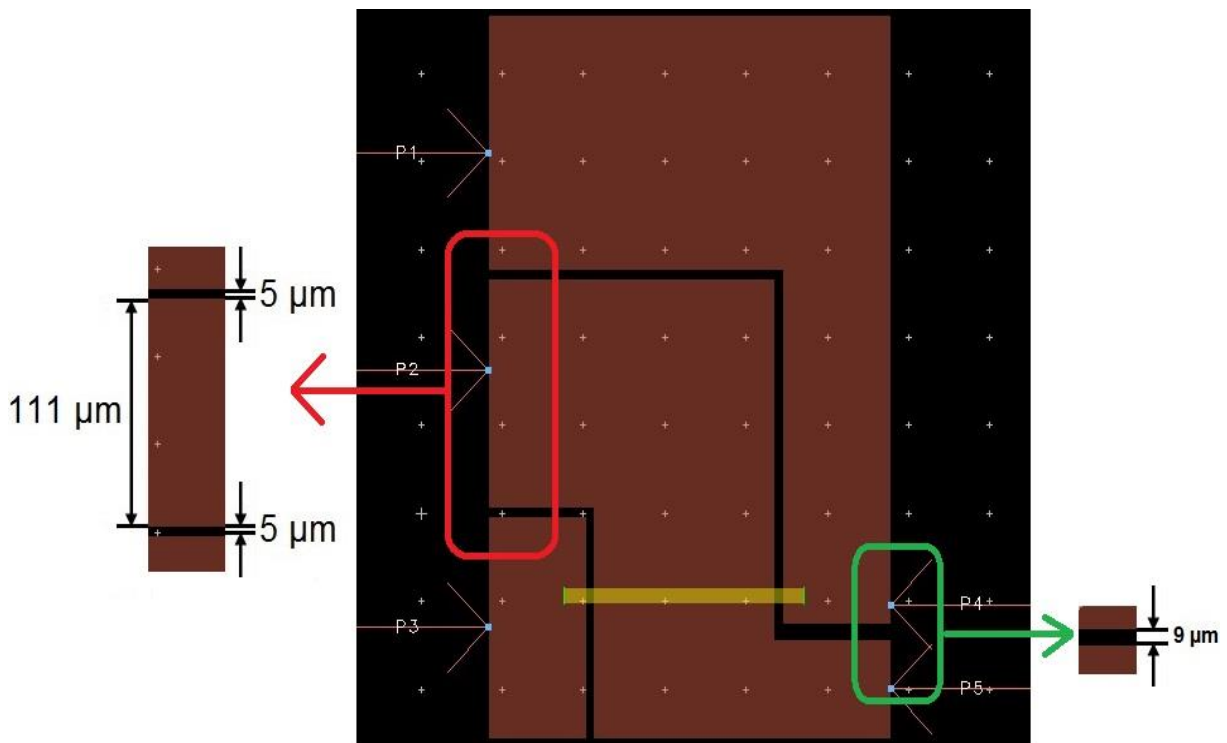


Fig. 5.2 Transición *cpw-slotline*.

A continuación, se define la banda de operación del circuito y se usará un mallado de 950 celdas por longitud de onda.

Las capas de material usadas en la simulación son: el conductor de oro de espesor $3\ \mu\text{m}$, el puente de conexión (*airbridge*) de ancho $20\ \mu\text{m}$ y una altura de $10\ \mu\text{m}$ y por último el dieléctrico de cuarzo de espesor $500\ \mu\text{m}$, tal como se observa en la **Fig. 5.3**.

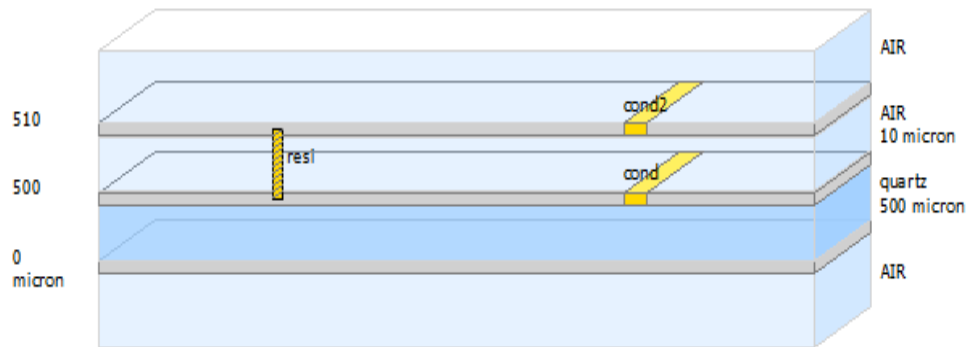


Fig. 5.3 Capas de material usadas para simular la transición.

5.2.1. Pérdida por Retorno

La **Fig. 5.4** muestra la pérdida por reflexión (S_{11}) simulada en la entrada de la transición. Al igual que para los otros dos componentes, se ha conseguido una baja reflexión que está por debajo de -28 dB en la banda de operación de 30 a 40 GHz.

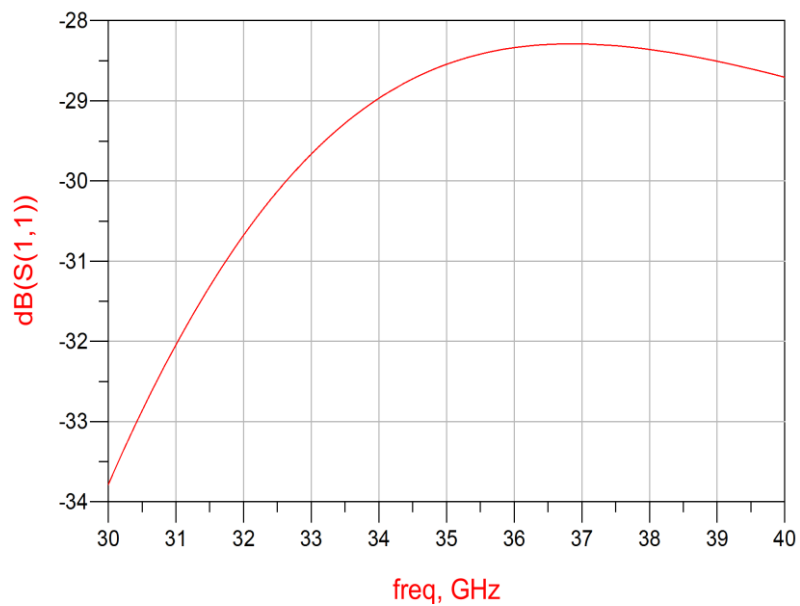


Fig. 5.4 Pérdida por reflexión de la transición.

5.2.2. Pérdida por Transmisión

La **Fig. 5.5** muestra las pérdidas por transmisión (S_{21}) en el puerto de salida de la transición. Se tiene un valor comprendido entre -0,04 dB y -0,2 dB para la banda de 30 a 40 GHz. Por lo tanto, la señal proveniente del divisor de potencia pasará con pocas pérdidas hacia el desfasador y viceversa, habiendo muy poca pérdida introducida por la transición.

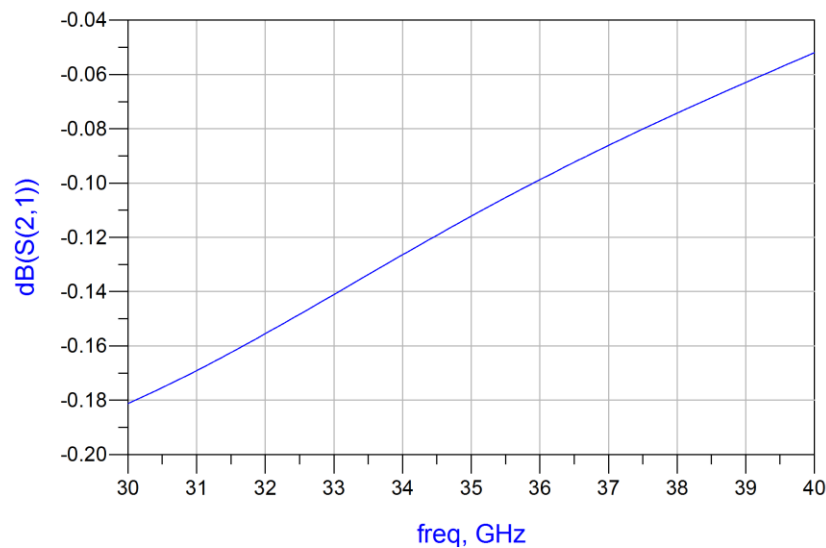


Fig. 5.5 Pérdida por transmisión de la transición.

5.3. Bibliografía

- [1] Yue Li, Zhijun Zhang, Wenhua Chen y Zhenghe Feng, "Polarization Reconfigurable Slot Antenna with a Novel Compact CPW-to-Slotline Transition for WLAN Application", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 9, pp. 252-255, 2010.
- [2] Zhang Yun-chuan, Wang Bing-zhong, "Advances in Developing Transitions in Microwave Integrated Circuits", *Journal of Electronic Science and Technology of China*, Vol. 3, No 1, pp. 40-44, March 2005.
- [3] Gillick, M. y Robertson, I. D., "Accurate Modelling of an Ultra-Wideband MMIC CPW-to-slotline Transition", *Microwave Conference Asia Pacific*, Vol. 1, pp. 279-282, August 1992.

CAPÍTULO 6. CONCLUSIÓN Y TRABAJO A FUTURO

6.1. Conclusión

En este trabajo se ha diseñado un desfasador MEMS de 180° , un divisor de potencia que también puede actuar como combinador de potencia y una transición CPW-*slotline*. Estos 3 componentes se han llevado a cabo mediante el uso de líneas de transmisión coplanar y *slotline*. Al implementar el discriminador de microondas reconfigurable con esta tecnología, el circuito tiene un tamaño de 8 mm de ancho y 2.5 mm de alto aproximadamente. En términos de longitud de onda el tamaño es 1.37λ . Permite un bajo consumo de energía y un coste de fabricación reducido.

En un principio, se planteó diseñar el desfasador formado por una línea ranurada sobre un sustrato de vidrio pero debido a que este material presenta mayores pérdidas comparado con el cuarzo, se decidió trabajar con este último dieléctrico para conseguir menores pérdidas en el diseño.

También es importante recalcar que para el diseño de la línea ranurada, fue necesario tener en consideración el radio del meandro, el ancho y longitud de la línea, pues cada una de estas características físicas varía la fase que se desea obtener, del mismo modo que altera las pérdidas de retorno y transmisión que deben ser optimizadas para su correcto funcionamiento.

Para el diseño del divisor de potencia fue muy importante ajustar las longitudes de las líneas de las dos etapas de derivación y la altura de los puentes de conexión, con el objetivo de lograr una buena adaptación de impedancia en sus puertos y una adecuada pérdida de inserción en sus puertos de salida. El diseño de la transición CPW-*slotline*, es especialmente importante porque debe aportar las mínimas pérdidas cuando realice la unión y adaptación de los puertos del desfasador y el divisor de potencia.

En conclusión, este proyecto demuestra la viabilidad del uso combinado de la tecnología uniplanar junto con la reconfigurabilidad que nos aporta la tecnología MEMS para el diseño de un discriminador de microondas, componente principal utilizado en la posterior creación de un receptor medidor de frecuencia reconfigurable (RFM).

6.2. Trabajo a futuro

El objetivo de este proyecto ha sido diseñar cada uno de los componentes que constituye un discriminador de microondas reconfigurable, un desfasador de 180° , un divisor/combinador de potencia y una transición CPW-*slotline*.

El siguiente proyecto a realizar, será la unión de cada uno de estos componentes y obtener el correcto funcionamiento del discriminador para llevar a la práctica el RFM. En primer lugar, se debe proceder a unir el desfasador de 180° con las transiciones en su puerto de entrada y salida y comprobar que la señal no se ve alterada por la colocación de las transiciones. A continuación, se unirá el divisor y el combinador de potencia en cada extremo de las transiciones. Utilizando una línea de referencia de longitud $\lambda/2$, se simulará el comportamiento de todo el circuito y se realizarán los ajustes necesarios para obtener dos bits que se usarán para la identificación de frecuencias desconocidas.

Cabe destacar que la integración de todos los componentes, puede provocar una desviación en la fase del desfasador e incluso alterar las pérdidas de retorno y transmisión del mismo. Por lo tanto, hay que revisar el correcto funcionamiento del desfasador para su implementación e integración en el diseño del RFM.

Una vez diseñado todo el circuito y que proporcione los resultados deseados en la banda de operación, se procederá a su construcción. Su fabricación se llevará a cabo mediante una implementación utilizando la tecnología MEMS.

Por último, se integrará este diseño junto al resto de componentes electrónicos que componen el medidor de frecuencia reconfigurable, como son la antena, amplificadores, detector y un convertidor analógico/digital.

Una vez construido e integrados todos estos componentes se deben realizar medidas de laboratorio y se corroborarán los resultados teóricos.